

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Red de alimentación en tecnología Gap Waveguide para antena de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de basura espacial a 94 GHz

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: MARTÍN TRUEBA, Alejandro Juan
Tutor: MASA CAMPOS, José Luis

FECHA: Julio, 2020

**Red de alimentación en tecnología Gap Waveguide para antena
de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de
basura espacial a 94 GHz**

AUTOR: MARTÍN TRUEBA, Alejandro Juan
TUTOR: MASA CAMPOS, José Luis

Grupo RFCAS
Dpto. Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2020

Resumen

La tecnología radar ha sufrido una gran evolución desde la Segunda Guerra Mundial. Desde los primeros radares FR cientos de megahercios hasta los radares en la banda milimétrica. Esto ha permitido desarrollar antenas radar terrestres para la detección de objetos de tamaño moderado a una larga distancia, o a antenas radar satélite (aquellas embarcadas en satélites) para la detección de objetos más pequeños, como la basura espacial.

Este Trabajo de Fin de Máster (TFM) propone un diseño de una antena de alta ganancia en banda W para un sistema radar de detección de basura espacial. El objetivo principal es el de diseñar una antena con tecnología *gap waveguide* de una antena ya disponible. Esta tecnología permite solventar los posibles problemas de contacto entre placas generados por la fabricación o transporte de la antena.

El diseño de la antena se basa en un *array* 8x8 de cavidades radiantes con polarización circular y una red corporativa convencional en RGW, que opera a una frecuencia de 94 GHz.

Este trabajo muestra una introducción teórica de la tecnología RGW, expone los diferentes diseños utilizados en el conjunto de la antena, y muestra el desarrollo del diseño de ésta.

Se ha obtenido un reparto equitativo en amplitud y fase a los elementos radiantes de la red y se ha obtenido una adaptación de un 5.45% de ancho de banda a -10 dB, además se ha obtenido 27.4 dBi de ganancia en ambos planos de la antena.

Palabras clave

Radar, antena multicapa, agrupación de antenas, red de alimentación, guía de onda, Ridge Waveguide, Groove Waveguide, tecnología gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, transición vertical, banda W.

Abstract

Radar technology has undergone a great evolution since Second World War. From the first radars at hundreds of megahertz to the radars in the millimeter band. This has allowed the development of terrestrial radar antennas for the detection of objects of moderate size at a long distance, or satellite radar antennas (those on board satellites) for the detection of smaller objects, such as space debris.

This Master's Thesis proposes a design of a high gain W-band antenna for a space debris detection radar system. The main objective is to design an antenna with gap waveguide technology of an already available antenna. This technology allows to solve the possible problems of contact between plates generated by the manufacture or transport of the antenna.

The antenna design is based on an 8x8 array of radiant cavities with circular polarization and a conventional corporate feed network in RGW, which operates at a frequency of 94 GHz.

This work shows a theoretical introduction about the RGW technology, exposes the different designs used in the antenna assembly, and shows the development of the antenna design.

An equitable distribution in amplitude and phase has been obtained for the radiating elements of the network and an adaptation of 5.45% of bandwidth to -10 dB has been obtained, in addition 27.4 dBi of gain have been obtained in both planes of the antenna.

Keywords

Radar, multi-layer antenna, antenna array, power feed network, waveguide, Ridge Waveguide, Groove Waveguide, gap Waveguide technology, Ridge Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, vertical transition, W band.

Ningún descubrimiento se haría ya si nos contentásemos con lo que sabemos.

Lucio Anneo Séneca

Agradecimientos

Tras varios años en la universidad por fin llegó el día. Uno nunca sabe cómo reaccionar cuando se acaba una etapa de su vida y sobre todo en estas condiciones (vaya 2020). Viendo estos dos últimos años de Máster y este TFM, hay mostrar agradecimiento a varias personas.

El primero a mi tutor, José Luis, ya que sin él ni el TFG, ni el TFM hubieran sido posibles. También a Edu, Mr. Professor, que has estado siempre ahí para resolver cualquier duda (incluso en Tres Cantos xD) y porque has sido como un segundo tutor en la sombra.

En cuanto al ámbito personal, agradecer primero a mi familia, a mis padres y a María, por aguantarme. Redondistas, Pereistas, Carvajalistas... o como nos llamemos en un futuro, gracias amics. Carlos “Lems”, Javi “Javivi”, Beltrán “Belt” y Álvaro “Gats”, por estos años y los que quedan, hasta el final, vamos R...quinteto. El resto de los amig@s y compañer@s de la uni Rober, Bea, Fernandez, Julio, Esther... a todos gracie. RFCAS mini, las mañanas y tardes que Fonsi y Juancho (a veces Jamil y Jorge) haciendo y no haciendo TFM serán recordadas. *A Special Mention To* Rodrisito, mi compi, el cuál me ha acompañado de la manita estos dos últimos años de máster. Especial mención también a Víctor (Comunio) Pinazo, el gran castizo, por las charlas de los días 2 de cada mes. No puedo estar más que agradecido por estos dos años de máster.

O acabo ya o no me da tiempo a revisar la memoria y a hacer la presentación. No se me ocurre ahora mismo a más gente que agradecer, pero si se me ha pasado, *sorry*. Daos por agradecidos aquellos que me olvidé.

Adiós EPS.

Su antiguo alumno, Alejandro Juan Martín Trueba.



ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN.....	5
1.1 MOTIVACIÓN	5
1.2 OBJETIVOS.....	6
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	6
2 ESTADO DEL ARTE	7
2.1 BANDA DE FRECUENCIAS.....	7
2.2 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN	7
2.3 PARÁMETROS S	8
2.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN	10
2.5 GANANCIA Y DIRECTIVIDAD.	11
2.6 POLARIZACIÓN DEL CAMPO RADIADO	12
2.7 ARRAY DE ANTENAS.	12
2.8 RED DE ALIMENTACIÓN	14
2.9 MODOS DE PROPAGACIÓN	15
2.10 GUÍA DE ONDA	15
2.11 TECNOLOGÍA RIDGE WAVEGUIDE.....	17
2.11.1 Impedancia de la RW	19
2.12 TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE	20
2.12.1 Superfices Soft y Hard	20
2.12.2 Funcionamiento Gap Waveguide	21
2.12.3 Estructuras EBG.....	21
2.12.4 Tipos de Gap Waveguide	22
3 CONSIDERACIONES PREVIAS Y ELEMENTOS FUNDAMENTALES	23
3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS	23
3.2 ELEMENTOS FUNDAMENTALES	24
3.2.1 Estructuras base.....	25
3.2.2 Estructuras fundamentales de la red	28
4 DISEÑO EN SECCIONES	43
4.1 MÓDULO 4x4	44
4.1.1 Diseño del nivel inferior del módulo 4x4	44
4.1.2 Diseño del nivel superior del módulo 4x4.....	48
4.2 SECCIÓN 4x8	53
4.3 ANTENA 8x8.....	55
5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....	59
5.1 CONCLUSIONES.....	59
5.2 TRABAJO FUTURO	60
REFERENCIAS	61
GLOSARIO	63
ANEXOS	I
A CST.....	I
A.1 EIGEN-MODE SOLVER DE CST MICROWAVE STUDIO	I
B PINES DE AJUSTE 0.42 MM	III
C PUERTOS EN LAS SIMULACIONES	- 1 -
C.1 RGW CON PUERTO GUÍA CON GAP	- 1 -
C.2 RGW CON PUERTO PIN CON GAP	- 2 -
C.3 RGW CON PUERTO PIN CON GAP ALARGADO	- 3 -
D DIMENSIONES DE LA ANTENA	- 5 -

D.1	DIMENSIONES DE LA RED DE ALIMENTACIÓN INFERIOR	- 5 -
D.2	DIMENSIONES APERTURA DE ACOPLS.....	- 7 -
D.3	DIMENSIONES NIVEL SUPERIOR	- 8 -

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. SIMULACIÓN COLISIÓN CON SATÉLITE [2].	5
FIGURA 2. ESQUEMA GENERAL CIRCUITO MICROONDAS.	8
FIGURA 3. MATRIZ DE PARÁMETROS S [7].	8
FIGURA 4. AGRUPACIÓN DE ANTENAS Y RED DE ALIMENTACIÓN.	9
FIGURA 5. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS	10
FIGURA 6. CARACTERÍSTICAS DIAGRAMA DE RADIACIÓN [9].	11
FIGURA 7. AGRUPACIÓN DE ANTENAS DE PARCHE CIRCULARES [10].	13
FIGURA 8. ARRAY BIDIMENSIONAL CUYOS ELEMENTOS ESTÁN ALIMENTADOS EN SERIE. CADA UNA DE LAS FILAS SE CONECTA A UNA RED DE DISTRIBUCIÓN DE TIPO PARALELO [11].	14
FIGURA 9. RED DE ALIMENTACIÓN EN PARALELO [12].	14
FIGURA 10. GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	16
FIGURA 11. ANCHO DE BANDA MONOMODO PARA GUÍAS CON $A=2B$.	16
FIGURA 12. DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DE RIDGE WAVEGUIDES CUADRADAS. A) RW SIMPLE; B) RW DOBLE	17
FIGURA 13. COMPARACIÓN DE ANCHO DE BANDA WR Y RW [15].	18
FIGURA 14. GRÁFICA DE ESPACIO DE CORTE SEGÚN LA FORMULA (26) EN FUNCIÓN DE LAS RELACIONES S/A Y D/B EN UNA GUÍA RW SIMPLE CON RELACIÓN $B/A=0.45$	19
FIGURA 15. VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA $Z_{VI\infty}$ SEGÚN LAS RELACIONES S/A Y D/B EN UNA GUÍA RW SIMPLE CON RELACIÓN $B/A = 0.45$	20
FIGURA 16. FUNCIONAMIENTO DE LAS GUÍAS <i>GAP WAVEGUIDE</i>	21
FIGURA 17. CARACTERÍSTICAS DE LOS PINES.	21
FIGURA 18. ESTRUCTURA RGW.	22
FIGURA 19. ESTRUCTURA MICROSTRIP GAP LINE.	22
FIGURA 20. ESTRUCTURA GGW.	22
FIGURA 21. VISTA DE LAS CAPAS DE LA ANTENA DE ABAJO A ARRIBA. A) SECCIÓN WR-10 DE ENTRADA; B) RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN <i>WAVEGUIDE</i> ; C) APERTURAS DE ACOPLS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA; E) APERTURAS DE EXCITACIÓN; F) CAVIDADES RADIANTES. VISTAS EN 3D: G) DIVISOR EN H; H) LAS DIFERENTES CAPAS DE LA CÉLULA UNITARIA 2x2 [20].	23
FIGURA 22. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DEL MÓDULO 2x2.	24
FIGURA 23. ESTRUCTURACIÓN EN NIVELES	24
FIGURA 24. CONJUNTO DE 3x3 PINES Y LA CELDA UNIDAD.	25
FIGURA 25. MODIFICACIONES EN LOS PINES PARA AJUSTE CON LAS DIMENSIONES.	25
FIGURA 26. DISEÑO PIN NIVEL INFERIOR, $GAP=0.2\text{MM}$, $W=0.5\text{MM}$, $B=1.05\text{MM}$, $P = 1\text{MM}$	26
FIGURA 27. <i>STOPBAND</i> DEL PIN DEL NIVEL INFERIOR.	26
FIGURA 28. DISEÑO PIN NIVEL SUPERIOR, $GAP=0.2\text{MM}$, $W=0.2\text{MM}$, $B=1.05\text{MM}$, $P = 0.38\text{MM}$	27
FIGURA 29. <i>STOPBAND</i> DEL PIN DEL NIVEL SUPERIOR.	27
FIGURA 30. DISEÑO DE LA GGW	28
FIGURA 31. DISEÑO DE LA GGW. VISTA PUERTO.	28
FIGURA 32. CAMPO ELÉCTRICO A 94 GHz. A) DISEÑO GGW CON UNA HILERA DE PINES; B) DISEÑO GGW CON DOS HILERAS DE PINES.	29
FIGURA 33. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA GGW CON UNA Y DOS HILERAS DE PINES	29
FIGURA 34. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DE LA GGW CON UNA Y DOS HILERAS DE PINES	30
FIGURA 35. DISEÑO DE LA RGW.	30
FIGURA 36. DISEÑO DE LA RGW. VISTA PUERTO.	31
FIGURA 37. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DE LA RGW.	31
FIGURA 38. MODO 3 DEL DIAGRAMA DE DISPERSIÓN.	31
FIGURA 39. CAMPO ELÉCTRICO A 94 GHz. A) DISEÑO RGW UNA HILERA DE PINES. B) DISEÑO RGW DOS HILERAS DE PINES ...	32
FIGURA 40. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA RGW CON UNA Y DOS HILERAS DE PINES.	32
FIGURA 41. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} CON UNA Y DOS HILERAS DE PINES.	33

FIGURA 42. DISEÑO DIVISOR T. DIMENSIONES: $L_{CUAD}=1.1\text{mm}$; $T_L=0.76\text{ mm}$; $T_W=0.17\text{ mm}$; $CHAMFER=0.165\text{ mm}$.	33
FIGURA 43. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DEL DIVISOR EN T	34
FIGURA 44. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} Y S_{31} , DEL DIVISOR EN T	34
FIGURA 45. FASE EN GRADOS DEL S_{21} Y S_{31}	34
FIGURA 46. DISEÑO PARA INTRODUCIR DESFASE EN EL DIVISOR T	35
FIGURA 47. DESFASE EN GRADOS ENTRE LOS PUERTOS 2 Y 3	35
FIGURA 48. DIVISOR H DE LA SUBRED 4x4	36
FIGURA 49. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DEL DIVISOR EN H	36
FIGURA 50. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DEL DIVISOR EN H	37
FIGURA 51. DESFASE EN GRADOS ENTRE LOS PUERTOS DEL DIVISOR	37
FIGURA 52. CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA WR-10	38
FIGURA 53. DISEÑO DE LA TRANSICIÓN VERTICAL	38
FIGURA 54. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA TRANSICIÓN VERTICAL	39
FIGURA 55. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} Y S_{31} DE LA TRANSICIÓN VERTICAL	39
FIGURA 56. DESFASE EN GRADOS ENTRE LOS PUERTOS 2 Y 3 DE LA TRANSICIÓN VERTICAL	40
FIGURA 57. DISEÑO PARA CORREGIR EL DESFASE A LA TRANSICIÓN	40
FIGURA 58. DESFASE EN GRADOS ENTRE LOS PUERTOS 2 Y 3 DE LA TRANSICIÓN	41
FIGURA 59. VISTA DE LAS CAPAS DEL DE LA ANTENA 8x8. A) RED DE ALIMENTACIÓN CON RGW; B) APERTURAS DE ACOPLLOS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA CON TECNOLOGÍA GAP; D) APERTURAS DE EXCITACIÓN; E) CAVIDADES RADIANTES	43
FIGURA 60. AGRUPACIÓN EN NIVELES DE LA ANTENA	43
FIGURA 61. MÓDULO 4x4. A) NIVEL INFERIOR, B) NIVEL SUPERIOR, C) CAVIDADES RADIANTES	44
FIGURA 62. VISTA DE LAS CAPAS DEL MÓDULO 4x4 CON NIVEL INFERIOR RGW DE ABAJO A ARRIBA. A) RED DE ALIMENTACIÓN (DIVISOR H) CON RGW; B) APERTURAS DE ACOPLLOS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA; D) APERTURAS DE EXCITACIÓN; E) CAVIDADES RADIANTES	44
FIGURA 63. DISEÑO DEL NIVEL INFERIOR MÓDULO 4x4. A) RED DE ALIMENTACIÓN EN RGW, B) APERTURAS DE ACOPLLOS	45
FIGURA 64. COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN S_{N1} DEL DIVISOR H CON ACOPLADORES	45
FIGURA 65. DESFASE S_{N1} EN GRADOS DE LAS RAMAS DEL MÓDULO 4x4	46
FIGURA 66. VARIACIÓN DEL ESPESOR DE LA CAPA DE APERTURAS	46
FIGURA 67. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DEL NIVEL INFERIOR	47
FIGURA 68. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN PARA AMBOS PLANOS DEL NIVEL INFERIOR	47
FIGURA 69. RELACIÓN AXIAL DEL DIVISOR H IMPLEMENTADO EN LA SUBRED 4x4	47
FIGURA 70. PRIMER DISEÑO NIVEL SUPERIOR DEL MÓDULO 4x4	48
FIGURA 71. PUERTOS PRIMER DISEÑO	48
FIGURA 72. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DEL PRIMER DISEÑO	48
FIGURA 73. DESFASE EN GRADOS ENTRE LAS PUERTAS S_{N1} DEL PRIMER DISEÑO	49
FIGURA 74. VISTA DE LAS CAPAS DEL MÓDULO 4x4. A) RED DE ALIMENTACIÓN (DIVISOR H) CON RGW; B) APERTURAS DE ACOPLLOS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA CON TECNOLOGÍA GAP; D) APERTURAS DE EXCITACIÓN; E) CAVIDADES RADIANTES	49
FIGURA 75. ESTRUCTURAS ADAPTADORAS. A) ADAPTADOR VERTICAL, B) ADAPTADOR HORIZONTAL	50
FIGURA 76. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{N1} DEL NIVEL SUPERIOR	50
FIGURA 77. DESFASE EN GRADOS ENTRE LAS PUERTAS S_{N1} DEL NIVEL SUPERIOR	50
FIGURA 78. DISEÑO COMPROBACIÓN REPARTO. A) NIVEL SUPERIOR, B) CAVIDADES RADIANTES	51
FIGURA 79. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{N1} DEL NIVEL SUPERIOR	51
FIGURA 80. DESFASE EN GRADOS ENTRE LAS PUERTAS S_{N1} DEL NIVEL SUPERIOR	51
FIGURA 81. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DEL NIVEL SUPERIOR	52
FIGURA 82. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN PARA AMBOS PLANOS DEL NIVEL SUPERIOR	52
FIGURA 83. RELACIÓN AXIAL DEL NIVEL SUPERIOR	52
FIGURA 84. VISTA DE LAS CAPAS DEL DE LA SECCIÓN 4x8. A) RED DE ALIMENTACIÓN CON RGW; B) APERTURAS DE ACOPLLOS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA CON TECNOLOGÍA GAP; D) APERTURAS DE EXCITACIÓN; E) CAVIDADES RADIANTES	53
FIGURA 85. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA SUBRED 4x8	53
FIGURA 86. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN LA SUBRED 4x8. A) PLANO $\Phi=0$; B) PLANO $\Phi=90$	54
FIGURA 87. RELACIÓN AXIAL DE LA SUBRED 4x8	54
FIGURA 88. VISTA DE LAS CAPAS DEL DE LA ANTENA 8x8. A) RED DE ALIMENTACIÓN CON RGW; B) APERTURAS DE ACOPLLOS; D) DIVISOR A 4 DE POTENCIA CON TECNOLOGÍA GAP; D) APERTURAS DE EXCITACIÓN; E) CAVIDADES RADIANTES	55
FIGURA 89. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA ANTENA	55
FIGURA 90. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN	56
FIGURA 91. RELACIÓN AXIAL DE LA ANTENA	57

FIGURA 92. INTERFAZ CST MICROWAVE STUDIO.	I
FIGURA 93. CONFIGURACIÓN USADA PARA LA SIMULACIÓN EIGENMODE EN CST.	II
FIGURA 94. DISEÑO PIN NIVEL INFERIOR, $GAP=0.2\text{MM}$, $W=0.42\text{MM}$, $B=1.05\text{MM}$, $P=0.9\text{MM}$	III
FIGURA 95. <i>STOPBAND</i> DEL PIN DEL NIVEL INFERIOR.	III
FIGURA 96. RGW CON PUERTO GUÍA CON GAP.	- 1 -
FIGURA 97. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA RGW CON PUERTO GUÍA CON GAP.	- 1 -
FIGURA 98. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DE LA RGW CON PUERTO GUÍA CON GAP.	- 2 -
FIGURA 99. RGW CON PUERTO PIN CON GAP.	- 2 -
FIGURA 100. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA RGW CON PUERTO PIN CON GAP.	- 3 -
FIGURA 101. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DE LA RGW CON PUERTO PIN CON GAP.	- 3 -
FIGURA 102. RGW CON PUERTO PIN CON GAP ALARGADO.	- 3 -
FIGURA 103. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S_{11} DE LA RGW CON PUERTO PIN CON GAP ALARGADO.	- 4 -
FIGURA 104. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN S_{21} DE LA RGW CON PUERTO PIN CON GAP ALARGADO.	- 4 -
FIGURA 105. DIMENSIONES DEL NIVEL INFERIOR, ZONA TRANSICIÓN.	- 5 -
FIGURA 106. DIMENSIONES DEL NIVEL INFERIOR, ZONA DIVISOR H.	- 6 -
FIGURA 107. DIMENSIONES DE LAS APERTURAS DE ACOPLLOS.	- 7 -
FIGURA 108. DIMENSIONES NIVEL SUPERIOR.	- 8 -

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1. DESIGNACIONES DE LETRAS ESTÁNDAR IEEE PARA BANDAS DE FRECUENCIA RADAR.	7
TABLA 2. PARÁMETROS GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	16
TABLA 3. ALGUNOS ESTÁNDARES WR.	17
TABLA 4. DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN.	39
TABLA 5. RESULTADOS DE RADIACIÓN PLANO $\Phi=0$	56
TABLA 6. RESULTADOS DE RADIACIÓN PLANO $\Phi=90$	56
TABLA 7. DIMENSIONES NIVEL INFERIOR, ZONA TRANSICIÓN.	- 5 -
TABLA 8. DIMENSIONES NIVEL INFERIOR, ZONA DIVISOR H.	- 6 -
TABLA 9. DIMENSIONES NIVEL INFERIOR, ZONA DIVISOR H.	- 7 -
TABLA 10. DIMENSIONES DEL NIVEL SUPERIOR.	- 8 -

1 Introducción

1.1 Motivación

Desde que la antigua Unión Soviética en 1957 lanzara el primer satélite al espacio (Sputnik 1), la sociedad ha ido creyendo en la tecnología satelital y ha ido invirtiendo en ella, ya sea para usos militares, meteorológicos o para comunicaciones.

Para que tanto los satélites o la misma estación espacial internacional IIS sobrevivan en el espacio, estos deben de sortear toda la basura espacial generada por el hombre. Se calcula que hay más de 100.000 objetos con diámetros menores de 10 cm viajando a velocidades de 10 Km/s [1]. Para tener la seguridad de que ningún satélite tenga problemas y no ocurra ningún accidente, como se muestra en la simulación de la figura 1, por la colisión de alguno de estos objetos, necesita un sistema preciso de detección. Estos sistemas están embarcados en los satélites poseen unas dimensiones muy pequeñas, y cuanto menor sea el tamaño del objeto a detectar, mayor ganancia necesitará el sistema. Existen también otros sistemas de detección, que son aquellos situados en tierra, cuyas dimensiones son necesariamente grandes para detectar objetos lejanos, aunque el tamaño de estos sea más moderado, por lo que no sería tan bueno para la detección de basura espacial.

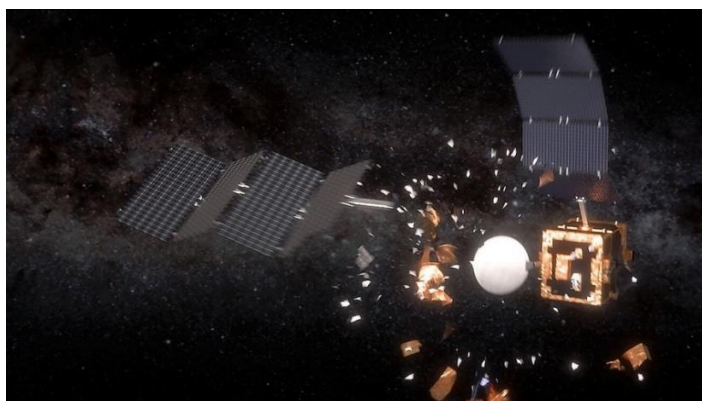


Figura 1. Simulación colisión con satélite [2].

A lo largo de los años se han utilizado distintas tecnologías y bandas de frecuencias para la detección de objetos, desde la banda visible e infrarrojos (Detección de micro fluidos [3]) hasta la banda Radar (Antena detección en helicópteros [4]).

Debido a la saturación de las bandas de frecuencias de microondas, se ha aumentado considerablemente la frecuencia de trabajo de las antenas a bandas muy superiores: 30-300 GHz. El hecho de aumentar las frecuencias de trabajo permite conseguir anchos de banda más grande, por lo tanto, lograr tasas de transferencia de datos más elevadas de lo normal.

Al estar trabajando en altas frecuencias, los elementos a diseñar son de dimensiones muy pequeñas, pudiéndose no llegar a poder fabricar con la tecnología actual. Por ello, y para reducir las posibles pérdidas generadas en la fabricación y/o transporte, se utiliza la tecnología *Gap Waveguide*. Esta no necesita conexión entre las superficies metálicas que necesita la tecnología *Waveguide* convencional, sino que la estructura consta de un diseño periódico o cuasi periódico. Esta periodicidad permite que, al interaccionar con las ondas, la estructura se comporte como un conductor magnético artificial [AMC] (en inglés: *Artificial Magnetic Conductors* [5]).

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo es de diseñar una Red de alimentación en tecnología *Gap Waveguide* para antena de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de basura espacial a 94 GHz.

Se propondrán distintos estudios tanto de GGW (*Groove Gap Waveguide*) como de RGW (*Ridge Gap Waveguide*) para analizar la tecnología más conveniente a nuestra red. Los objetivos parciales de este trabajo son:

- Documentación. Búsqueda de referencias para dar soporte al trabajo. Documentos científicos y diseños en RGW, GGW, antenas en la banda W (75 -110 GHz) y diseños de redes de alimentación a altas frecuencias, con y sin tecnología gap.
- Diseño. En esta tarea, se realizan los distintos diseños primordialmente en CST. Se prueban los distintos diseños que se vayan proponiendo, así como los primeros prototipos.
- Construcción. Elaboración y adecuación de los planos para fabricar la red.
- Medida y comparativa. Análisis comparativo entre las simulaciones y medidas realizadas para comprobar los resultados.
- Realización de la memoria. En este proceso, se procede a describir todas las tareas, diseños y medidas realizadas del proyecto para su futura evaluación.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 1. Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2. Estado del arte. Conceptos generales de antenas, *arrays* de antenas, introducción a la *Ridge Waveguide*, introducción a la tecnología *gap*.
- Capítulo 3. Consideraciones previas y elementos fundamentales. Diseño de los pines de la RGW, diseño de la RGW, comparación de la RGW con la GGW, diseño de las distintas partes de la antena.
- Capítulo 4. Diseño en secciones. Integración de los distintos diseños en módulos de la antena. Simulación completa de la antena paso a paso.
- Capítulo 5. Conclusiones y trabajo futuro. Conclusiones obtenidas de las simulaciones obtenidas y posibles líneas de investigación.
- Referencias. Referencias utilizadas en este trabajo.
- Anexos. Distintos anexos para ampliar información.

2 Estado del arte

2.1 Banda de frecuencias

Desde la Segunda Guerra Mundial, los ingenieros de sistemas de radar han utilizado designaciones de letras como una breve notación para describir la banda de frecuencia de operación. Este uso ha continuado a lo largo de los años y ahora es una práctica aceptada de radar [6].

Banda	Rango Frecuencia Nominal
HF	3 MHz – 30 MHz
VHF	30 MHz – 300 MHz
UHF	300 MHz – 1000 MHz
L	1000 MHz – 2000 MHz
S	2000 MHz – 4000 MHz
C	4000 MHz – 8000 MHz
X	8000 MHz – 12000 MHz
K _u	12 GHz – 18 GHz
K	18 GHz – 27 GHz
K _a	27 GHz – 40 GHz
V	40 GHz – 75 GHz
W	75 GHz – 110 GHz
mm	110 GHz – 300 GHz

Tabla 1. Designaciones de letras estándar IEEE para bandas de frecuencia radar.

2.2 Coeficiente de reflexión

Como cualquier otro circuito, los de microondas se pueden expresar de forma esquemática tal y como se muestra en la figura 2. Esta figura está formada por la impedancia Z_G y voltaje del generador V_G , una impedancia Z_0 característico de una línea de transmisión y la impedancia de entrada Z_A .

Se denomina coeficiente de reflexión a aquel que muestra la relación entre la onda de potencia incidente V_i y la onda reflejada V_r . V_r , se define como (1), en el esquema se observa un coeficiente de reflexión de entrada o del generador ρ_G y un coeficiente de reflexión a la entrada ρ_A .

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} \quad (1)$$

Se puede calcular el coeficiente de reflexión a la entrada ρ_A en una línea de transmisión, donde Z_A sea la impedancia de entrada y Z_0 sea la impedancia característica (2).

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2)$$

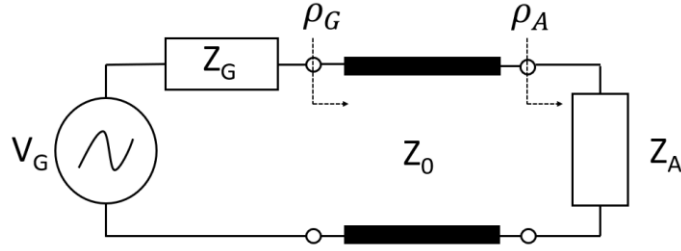


Figura 2. Esquema general circuito microondas.

2.3 Parámetros S

Al igual que en cualquier circuito, los circuitos de microondas precisan de un método para poder analizarlos. Este método es el de la matriz de parámetros S o matriz de *scattering*.

Esta se basa en las ondas de tensión normalizadas v_k que inciden en las K puertas del circuito para obtener una relación de potencia entre las puertas. Los niveles de potencia se pueden definir como onda de potencia incidente a_k (3) y onda de potencia reflejada b_k (4).

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (3)$$

$$b_k = \frac{v_k - i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (4)$$

Donde Z_{0k} la impedancia de referencia en la puerta k, e i_k es la corriente que entra a la puerta k. Estas ondas de potencia se relacionan en la matriz de parámetros S (Figura 3).

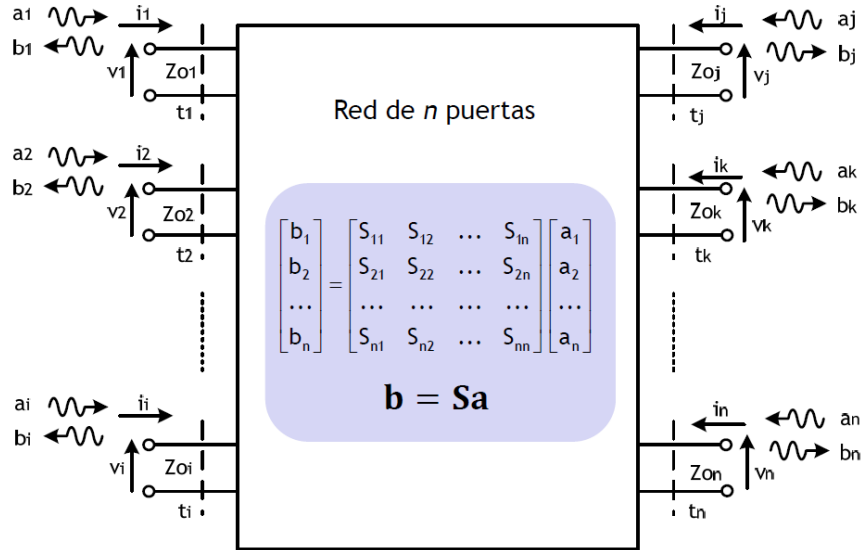


Figura 3. Matriz de parámetros S [7].

De esta matriz se pueden deducir los parámetros de dispersión S_{ji} (5), para ello, es necesario que los accesos a la red se carguen con su impedancia característica Z_{0n} a excepción del puerto i-ésimo en el cual irá el generador que produzca una onda incidente a_i .

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{\text{para } a_k=0, k \neq i} \quad (5)$$

Los parámetros de dispersión se pueden clasificar como coeficientes de transmisión o ganancia inversa S_{ji} (6) y los coeficientes de reflexión S_{ii} (7).

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada a la carga de la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, j \neq i \quad (6)$$

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i} \quad (7)$$

Con estos coeficientes, podemos definir las pérdidas de retorno (8) y las pérdidas de inserción (9).

- Pérdidas de retorno (dB) (8) = $-20 \log_{10}(S_{ii})$ (8)
- Pérdidas de inserción (dB) (9) = $-20 \log_{10}(S_{ji})$ (9)

Para calcular las pérdidas de inserción, por ejemplo, de un circuito de 4 puertos, la fórmula sería (10):

- Pérdidas de inserción (dB) (10) = $-10 \log_{10}(|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 + |S_{11}|^2)$ (10)

En un circuito de dos puertas de RF, la adaptación del circuito se medirá según el origen de la alimentación (si la alimentación del circuito se produce por el puerto uno, entonces será el S_{11}).

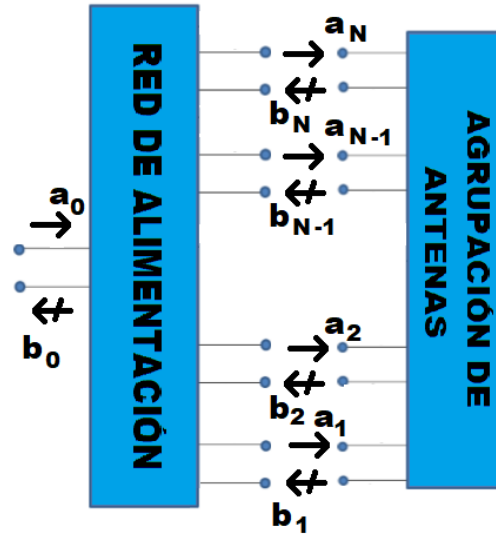


Figura 4. Agrupación de antenas y red de alimentación.

En las agrupaciones de antenas o *arrays* con N elementos, cada elemento irá alimentado por una onda de potencia a_N (11), en amplitud y fase, y tendrá su propia onda reflejada b_N (figura 4).

$$a_N = |a_N| \cdot e^{j\phi_N} \quad (11)$$

Las interacciones entre antenas dentro de la agrupación se denominan acoplos, estos vienen reflejados en la matriz $[S_\alpha]$ de acoplos entre antenas referidos a sus entradas (12), que establece las adaptaciones pasivas de cada elemento radiante de la agrupación y parámetros de transmisión de las señales acopladas entre las antenas de dicho *array*.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^\alpha S_{12}^\alpha \dots S_{1N}^\alpha \\ S_{21}^\alpha S_{22}^\alpha \dots S_{2N}^\alpha \\ \dots \\ S_{N1}^\alpha S_{N2}^\alpha \dots S_{NN}^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \Rightarrow (b) = [S_\alpha] \cdot (a) \quad (12)$$

Para saber el coeficiente de adaptación activa del elemento i (aquel que se alimenta) (13), se necesita: los coeficientes de alimentación a_n ($n = 1, 2, \dots, N$), la adaptación pasiva del elemento i S_{ii}^α y los coeficientes de acoplamiento mutuo entre elementos $S_{Ni}^\alpha = S_{iN}^\alpha$ [8].

$$\Gamma_{act.i} = \sum_{n=1}^N S_{iN}^\alpha \frac{a_n}{a_i} = S_{ii}^\alpha + \sum_{n=1}^N S_{iN}^\alpha \frac{a_n}{a_i} \quad (13)$$

2.4 Diagrama de radiación

Llamamos al diagrama de radiación a la representación gráfica de las características de la radiación de una antena. En esta representación, podemos observar la dirección particular del espacio a la cual la antena radia. Estas características se representan generalmente en un sistema de coordenadas esféricas (Figura 5).

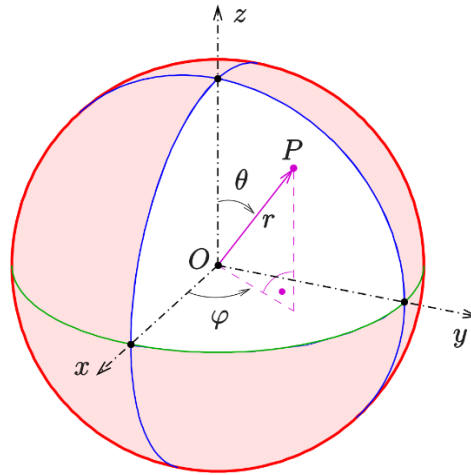


Figura 5. Sistema de coordenadas esféricas

Para poder observar más detalladamente las características de la radiación, es frecuente observar esta representación en forma de cortes o planos de este. Los planos más significativos son el plano E, aquel que contiene el vector del campo eléctrico \vec{E} , y el plano H, aquel que contiene el vector del campo magnético \vec{H} , ambos también incluyen la dirección máxima de radiación.

Las características más representativas que se pueden observar en el diagrama de radiación y tal como se muestran en la figura 6, son las siguientes:

- **Nivel de lóbulo principal.** Nivel de potencia (en dB) del lóbulo que apunta en la dirección diseñada
- **Ancho de haz.** Diferencia angular del lóbulo principal en el que este cae 3Db de potencia.
- **Nivel de lóbulos secundarios.** Lóbulos adyacentes al lóbulo principal.
- **SLL o Side Lobe Level.** Diferencia entre el nivel de lóbulo principal y el nivel de lóbulo secundario.

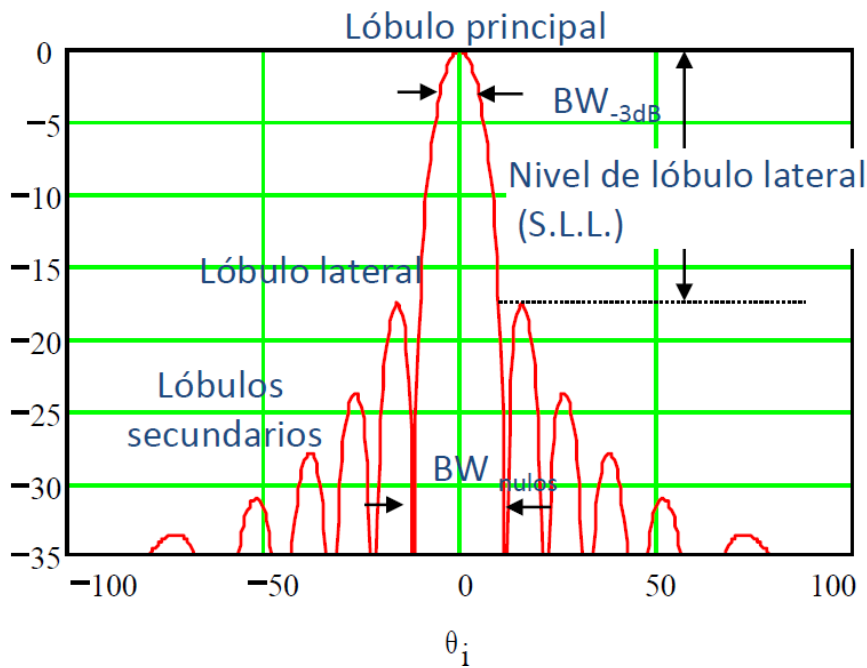


Figura 6. Características diagrama de radiación [9].

2.5 Ganancia y directividad.

La intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido, esto nos da la información de la cantidad de energía que la antena es capaz de emitir en una dirección concreta. Así pues, la directividad $D(\theta, \phi)$ (14) es la relación entre la intensidad de radiación de una antena en una determinada dirección, y la intensidad de radiación de una antena isotrópica U_{iso} que radiase la misma potencia total P_{rad} pero uniformemente en todas direcciones.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (14)$$

La directividad D_0 es el valor que toma la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación. La ganancia de una antena (15) queda definida como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada (P_{in}) que la antena bajo estudio.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (15)$$

2.6 Polarización del campo radiado

La polarización de una onda electromagnética se define como la forma geométrica que describe el extremo del vector del campo (ya sea magnético o eléctrico) para una dirección fija a lo largo del tiempo.

La polarización del campo radiado es la polarización del campo eléctrico radiado en la dirección máxima de radiación. Por ello se puede representar el vector del campo radiado lejano de una antena según el dominio del tiempo y del espacio según (16).

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_\theta(\vec{r}, t) + \vec{E}_\phi(\vec{r}, t) \quad (16)$$

Con la relación entre el eje mayor y el eje menor de esta ecuación, podemos obtener la relación axial o *Axial Ratio*, cuyos valores rondan entre $1 < AR < \infty$. Esta relación nos permite clasificar a las antenas según su polaridad:

- Polarización lineal. La forma geométrica que se observa es un segmento. Su relación axial es infinita.
- Polarización circular. La forma geométrica que se observa es una circunferencia. Su relación axial tiene el valor de 1. Esto se produce cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud y están desfasadas entre si 90° .
- Polarización elíptica. La forma geométrica que se observa es una elipse. Su relación axial es distinta a 1.

Tanto en la polarización circular como en la polarización elíptica, si el desfase es positivo, será polarización a izquierdas y si es negativo, a derechas.

2.7 Array de antenas.

Las agrupaciones de antenas o *array* de antenas son aquellas formadas por un conjunto de antenas cuyo diagrama de radiación se puede controlar modificando la amplitud o fase de cada una de las antenas que forman el *array*. Un ejemplo de un *array* se puede observar en la figura 7.



Figura 7. Agrupación de antenas de parche circulares [10].

El campo radiado de cada elemento n del *array* $\vec{E}_n(r, \theta, \Phi)$ se representa en (17), y el sumatorio de cada elemento radiado da el campo total radiado del *array* (18), con vector unitario (19).

$$\vec{E}_A(r, \theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \Phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \Phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (17)$$

$$a_N = |a_n| \cdot e^{jn\alpha} \quad (18)$$

$$\hat{r} = \sin\theta \cos\Phi \cdot \hat{x} + \sin\theta \sin\Phi \cdot \hat{y} + \cos\theta \cdot \hat{z}. \quad (19)$$

La ecuación del campo total radiado se puede descomponer en el campo eléctrico radiado del elemento unitario $\vec{E}_0(r, \theta, \Phi)$ y en el factor de array (20).

$$F_A(\theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N a_N \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (20)$$

Siendo α el desfase que existe entre elementos. En función de la distribución de los elementos que forman el *array*, estos pueden ser:

- **Arrays Lineales.** Dispuestos en línea recta.
- **Arrays Planos.** Dispuestos en un mismo plano.
- **Arrays Conformados.** Elementos dispuestos en formas específicas (esferas, pirámides, cilindros, etc.)

Existen diversos tipos de alimentación en los *arrays*, según el reparto de amplitud o fase que se quiera para cada antena. Para este TFM, el array utilizado tiene una alimentación uniforme, en la cual, es uniforme tanto en fase como en amplitud.

2.8 Red de Alimentación

Para que llegue potencia ($|a_n|$) y fase (α) deseada a los distintos elementos A_n del array es necesario una red de alimentación. La red de alimentación distribuye la potencia que entra al array de manera que lleguen los coeficientes de módulo y fase adecuados, con los cuales se controla tanto la forma del lóbulo principal, el SLL, y el ángulo de apuntamiento de la antenna. Tradicionalmente existen dos maneras de distribuir la potencia en la red:

- **Alimentación en serie (Figura 11).** Debido a esta configuración, las antenas tienen la ventaja de ocupar menos espacio, pero presentan un desapuntamiento de su lóbulo principal. Esto hace que este tipo de antenas presenten un ancho de banda más reducidos.

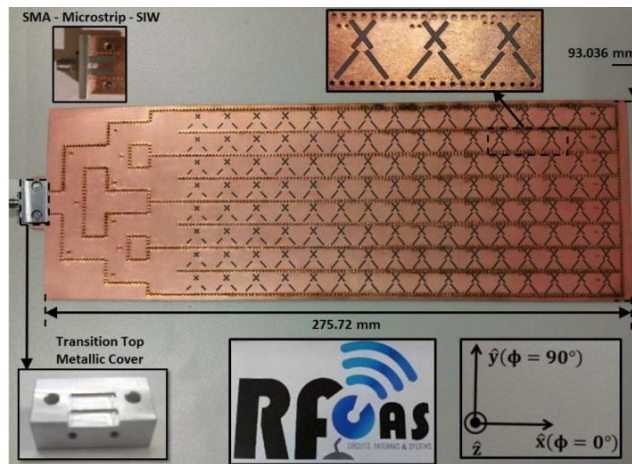


Figura 8. Array bidimensional cuyos elementos están alimentados en serie. Cada una de las filas se conecta a una red de distribución de tipo paralelo [11].

- **Alimentación en paralelo (Figura 12).** En esta configuración las antenas no sufren un desapuntamiento a no ser que este sea entregado por la fase que le llega a cada elemento. Debido a esta configuración, este tipo de antenas posee un tamaño mayor que las antenas con alimentación en serie.

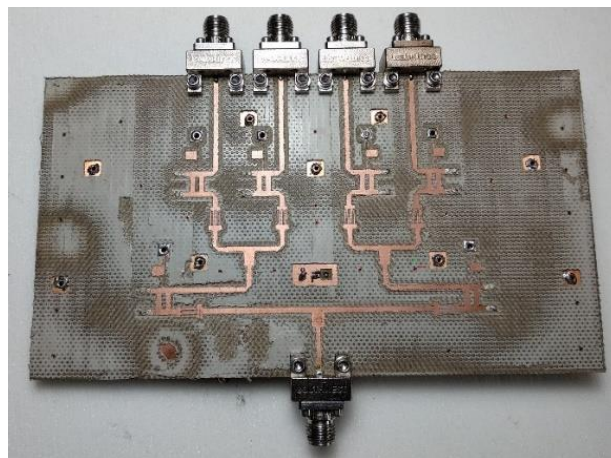


Figura 9. Red de alimentación en paralelo [12].

En este TFM, se desea obtener un ancho porcentual en banda elevado sin desapuntamiento en el lóbulo principal, además de un reparto equitativo en amplitud y en fase, por lo que se opta por un diseño con red de alimentación en paralelo.

2.9 Modos de propagación

Una onda electromagnética puede propagarse por diferentes modos a través de un medio de transmisión. Estos modos se pueden clasificar partiendo de las ecuaciones de Maxwell y resolviendo posteriormente las ecuaciones de Helmholtz como se observa en [13].

La componente transversal de un campo es la componente perpendicular a la dirección de propagación (E_x, E_y, H_x y H_y en una guía de onda, cuando las ondas se propagan por el eje \hat{z}). La componente longitudinal es la componente contenida en la dirección de propagación (E_z y H_z). Los modos de propagación se pueden clasificar según las componentes vectoriales del campo magnético y eléctrico:

- **Modos Transversales Eléctricos (Modos TE).** Estos modos no tienen componente longitudinal eléctrica ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$). Modo típico en las guías de onda.
- **Modos Transversales Magnéticos (Modos TM).** Estos se caracterizan por no tener componente longitudinal magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$). Modo típico en las guías de onda.
- **Modos Transversales Electromagnéticos (Modos TEM).** Estos modos no poseen ni componente longitudinal eléctrica ni magnética ($E_z = 0$ y $H_z = 0$). Estos modos se presentan por ejemplo en el cable coaxial.
- **Modos Híbridos.** Estos modos poseen tanto componente longitudinal eléctrica y magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$). Estos modos se presentan por ejemplo en el cable de fibra óptica.

2.10 Guía de onda

Una guía de onda es una estructura física capaz de transmitir ondas electromagnéticas con un nivel de pérdidas muy bajo. Está formada por un único conductor que encierra un dieléctrico en su interior, normalmente de aire para minimizar las pérdidas por disipación de energía. Esta tecnología es utilizada en altas frecuencias y en concreto en el rango de las microondas, para la banda de ondas milimétricas (30-300 GHz). La guía de onda más utilizada es la rectangular (Figura 10) por su gran cantidad de aplicaciones, tales como detectores, acopladores, líneas de transmisión, filtros...

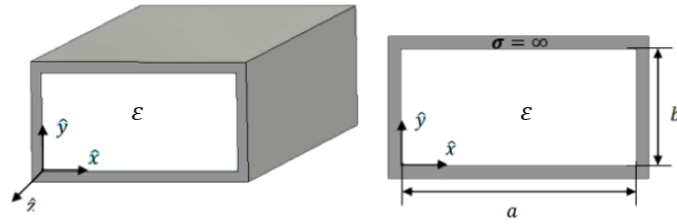


Figura 10. Guía de onda rectangular.

En la guía de onda rectangular, podemos destacar los siguientes parámetros según el modo mn:

Parámetros	Símbolo	Ecuación
Numero de onda	k_c	$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ (21)
Frecuencia de corte	$f_{c_{mn}}$	$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}$ (22)
Longitud de onda en la guía	λ_g	$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}}$ (23)

Tabla 2. Parámetros guía de onda rectangular.

Donde $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ y λ_0 es la longitud de onda en el vacío y ϵ_r es la permeabilidad eléctrica del medio. En una guía de onda rectangular (donde $a > b$) el primer modo en propagarse es el modo TE_{10} ($m=1$ y $n=0$), este recibe el nombre de modo fundamental y, el siguiente modo al fundamental, es el primer modo superior, que en las guías rectangulares es el modo TE_{01} ($m=0$ y $n=1$). El ancho de banda resultante entre el modo fundamental y el primer modo superior se denomina ancho de banda monomodo. Tal y como se explica en la figura 11.

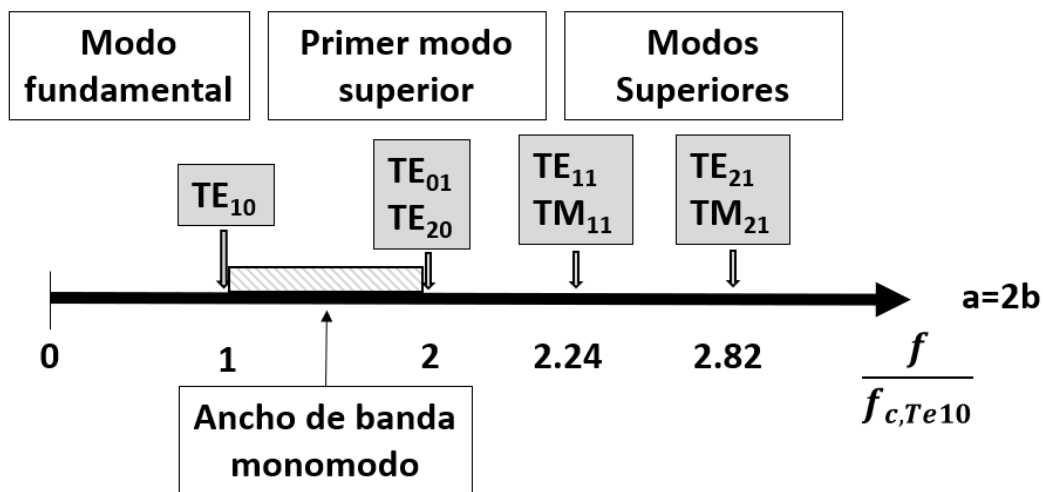


Figura 11. Ancho de banda monomodo para guías con $a=2b$.

Los tamaños y dimensiones de las guías de onda se han estandarizado. Para las guías de onda rectangulares existe el estándar WR, se muestran algunas dimensiones de este estándar en la tabla 3.

Nombre guía de onda	Frecuencia Recomendada	Frecuencia corte modo fundamental	Frecuencia de corte primer modo superior	Dimensiones	
				A inch[mm]	B inch[mm]
WR2300	0.32-0.45 GHz	0.257 GHz	0.513	23 [584.2]	11.5 [292.1]
WR340	2.2-3.3 GHz	1.736 GHz	3.471 GHz	3.4 [88.36]	1.7 [43.18]
WR51	15-22 GHz	11.572 GHz	23.143 GHz	0.51 [12.954]	0.255 [6.477]
WR10	75-110 GHz	59.015 GHz	118.03 GHz	0.1[2.54]	0.05[1.27]
WR3	220-330 GHz	173.571 GHz	343.143 GHz	0.034[0.8636]	0.017[0.4318]

Tabla 3. Algunos estándares WR.

2.11 Tecnología Ridge Waveguide

Las guías de onda con tecnología *Ridge Waveguide* (RW a partir de ahora), consisten en una guía de onda, normalmente rectangular, con una o más “crestas” o *ridge* en su interior, tal y como se muestra en la figura 5.

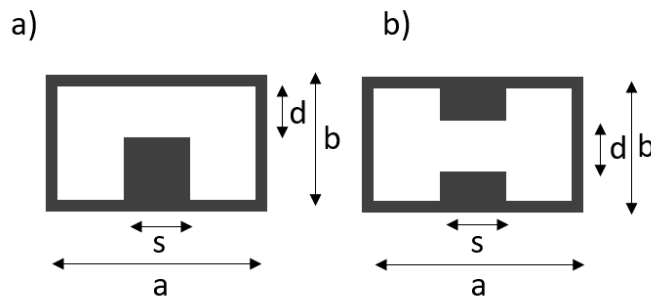


Figura 12. Diagramas esquemáticos de Ridge Waveguides cuadradas. a) RW simple; b) RW doble

Esta tecnología difiere con la tecnología guía de onda convencional con que la tecnología RW posee una frecuencia de corte menor, una impedancia más baja y un ancho de banda monomodo mayor que en la guía de onda. Esto ha llevado a la RW, darle unos usos como [14]:

- Es igual de útil que una guía de onda, donde se debe cubrir un amplio rango de frecuencia donde solo se tolere el modo fundamental. Donde, según [14], se ha demostrado que se puede obtener hasta 4 veces más ancho de banda entre el modo TE₁₀ y TE₂₀ de la guía de onda convencional. La figura 13, muestra un ejemplo de comparación entre la guía de onda convencional y la *ridge*.

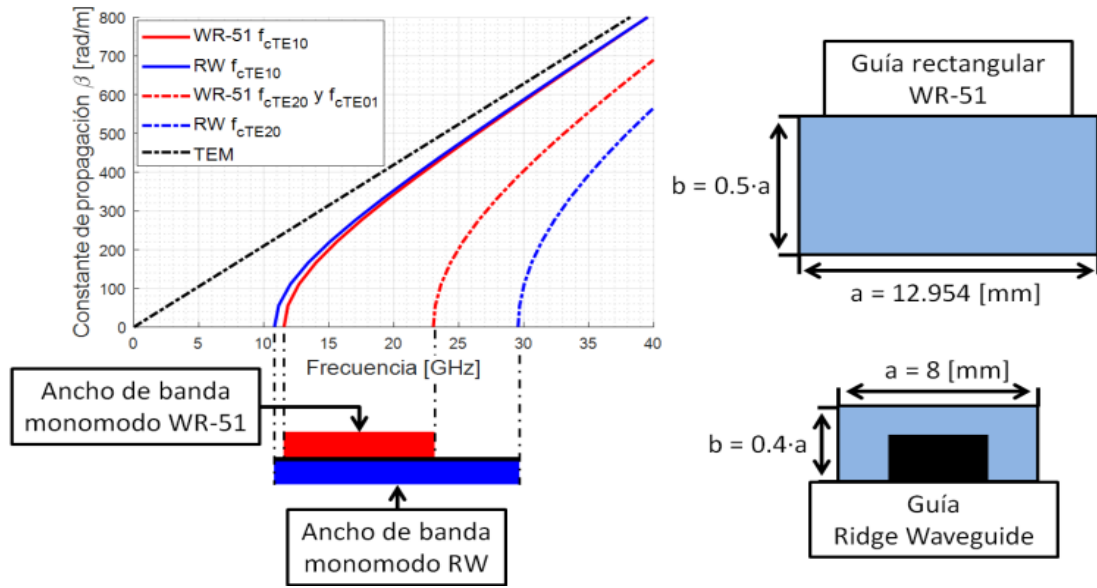


Figura 13. Comparación de ancho de banda WR y RW [15].

- La RW se ha utilizado satisfactoriamente como elemento de transición entre guía de onda y guía coaxial, donde las RW actúan como un adaptador de impedancia.
- Distintos tipos de RW se han utilizado como filtros, donde se necesite un elemento con frecuencia de corte reducida.

Una primera aproximación al espacio de corte de la RW tanto simple como doble, la realizó Joseph Helszajn a través del método TRM (*Transverse Resonance Method*), para la familia de modos TE_{n0} . Utilizado para obtener una aproximación al espacio del corte del primer modo fundamental, definiéndose como $(\frac{a}{\lambda_{cTE10}})$. Esta determinación por [16]:

$$-\cot(\theta_1) + \left(\frac{Y_{02}}{Y_{01}}\right) \tan(\theta_2) + \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (24)$$

En la cual, y apoyándose el diagrama esquemático de la figura 12:

$$Y_{01} = \frac{K_c}{w\mu_0} * \left(\frac{1}{b}\right) \quad (25)$$

$$Y_{02} = \frac{K_c}{w\mu_0} * \left(\frac{1}{d}\right) \quad (26)$$

Donde K_c está relacionado con la longitud de onda a la frecuencia de corte por:

$$K_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (27)$$

Y las longitudes:

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_c} = \pi\left(1 - \frac{s}{a}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right) \quad (28)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_c} = \pi\left(\frac{s}{a}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right) \quad (24)$$

La expresión $\frac{B}{Y_{01}}$ representa la discontinuidad del paso a cada lado de la *ridge*. Para el caso de la *ridge* simple, se hizo la siguiente aproximación:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx 4\left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right) \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b}\right)\right) \quad (25)$$

Con estas fórmulas, podemos obtener una aproximación al espacio de corte de la RW simple mediante la siguiente formula:

$$\frac{a}{\lambda_{cTE10}} = \frac{a}{2(a-s)} \left[1 + \frac{\pi}{4} \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left(\frac{4b}{2(a-s)} \right) \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) + (2.45 + 0.2 \frac{s}{a}) \left(\frac{sb}{d(a-s)} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (26)$$

De esta manera se puede sacar una aproximación al espacio de corte tal y como se muestra en la figura 14, donde se observa que la frecuencia de corte disminuye, en vez de aumentar como hace en la guía de onda convencional. La frecuencia de corte está en el punto más alto para valores s/a entre 0.3 y 0.36. Así mismo, cuando el gap sea pequeño (d/b más pequeño), se podrá obtener un mayor rango de frecuencias. Esta aproximación solo es precisa cuando $a > b$.

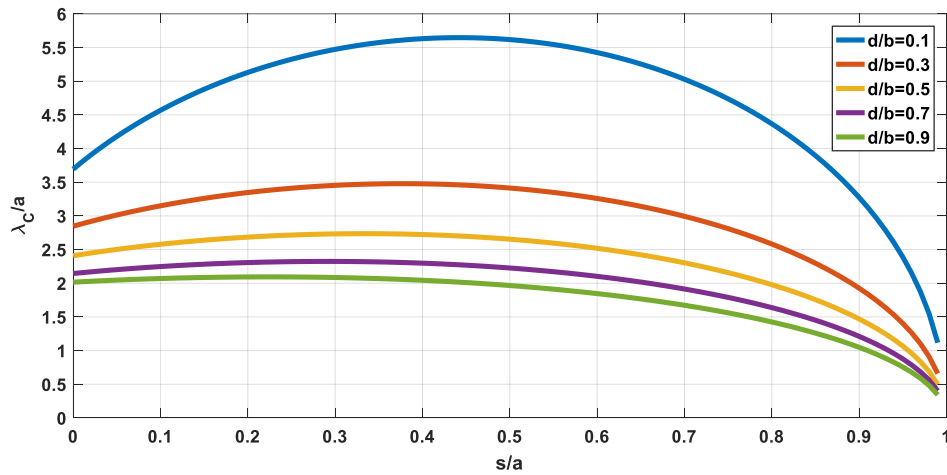


Figura 14. Gráfica de espacio de corte según la formula (26) en función de las relaciones s/a y d/b en una guía RW simple con relación $b/a=0.45$.

2.11.1 Impedancia de la RW

No hay una definición única de la impedancia característica de la RW. La elección de la definición depende de la aplicación de la guía de onda, ya sea una definición adaptada al voltaje de potencia para el diseño de un transformador o una relación entre el voltaje y la corriente.

El enfoque que se utiliza en [11] para calcular la impedancia de la RW ($Z_{VI}(f)$) consiste en calcular una impedancia inicial a una frecuencia infinita, con el objetivo de ajustar el valor de la impedancia a través de un factor de relación entre la longitud de onda en la guía con el modo mm y la longitud de onda en el vacío ($\frac{\lambda_{gmn}}{\lambda_0}$):

$$Z_{VI}(f) = Z_{VI}(\infty) \frac{\lambda_{gmn}}{\lambda_0} \quad (27)$$

Para obtener la impedancia inicial a una frecuencia infinita, se sigue la aproximación de [17], la cual utiliza las ecuaciones del apartado anterior. Se puede observar una variación de esa impedancia en la figura 15.

$$Z_{VI}(\infty) = \frac{\pi \eta_0}{\sin(\theta_2) + \left(\frac{d}{b}\right) \left[\frac{B}{Y_{01}} + \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right]} \frac{b}{a} \frac{d}{b} \frac{a}{\lambda_c} \quad (28)$$

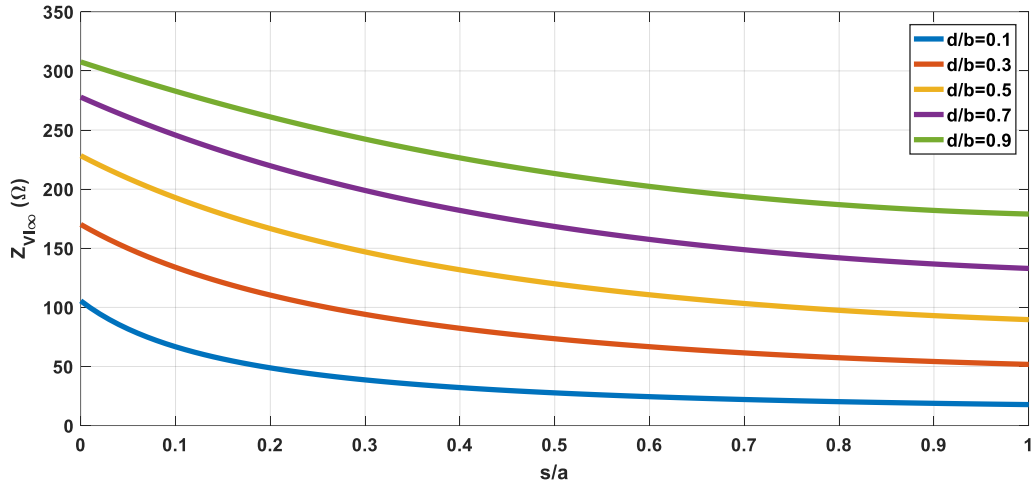


Figura 15. Variación de la impedancia $Z_{VI}(\infty)$ según las relaciones s/a y d/b en una guía RW simple con relación $b/a = 0.45$.

2.12 Tecnología Gap Waveguide

La tecnología *Gap Waveguide* es capaz de transmitir una onda a través de dos placas metálicas paralelas cuando estas están separadas por un *gap* (espacio) de aire.

2.12.1 Superficies *Soft* y *Hard*

Esta tecnología está basada en el concepto de los metamateriales y en la característica de superficies *soft* y *hard*. Los metamateriales son materiales sintetizados artificialmente que tienen características anormales que les permite presentar propiedades electromagnéticas, por eso no se encuentran en la naturaleza. Las superficies creadas con estos metamateriales se llaman *Artificial Magnetic Conductor* (AMC), y en condiciones ideales *Perfect Magnetic Conductor* (PMC). Estas superficies son anisótropas, la dirección donde se obtiene el máximo de potencia es la dirección *hard*, y en la perpendicular, la cual no se obtiene el máximo es la dirección *soft*. Las superficies *soft* están basadas en las corrugaciones transversales, usadas previamente en los diseños de antenas de bocina [18].

2.12.2 Funcionamiento Gap Waveguide

Si se consideran dos placas paralelas una de PEC sobre una de PMC. Si el *gap* es menor que la cuarta parte de la longitud de onda, las ondas no se propagaran, tal y como se observa en la figura 16 (a). Por lo tanto, si hay un metal incrustado en la placa PMC, figura 16 (b), las ondas estarán obligadas a seguir la *ridge* (cresta) con los campos ubicados entre la parte superior de la *ridge* y la placa PEC superior [19]. La zona existente entre PEC y PMC se comporta como una guía de onda rectangular convencional, bloqueándola por los lados la propagación y confinando la onda de un modo TEM en el centro.

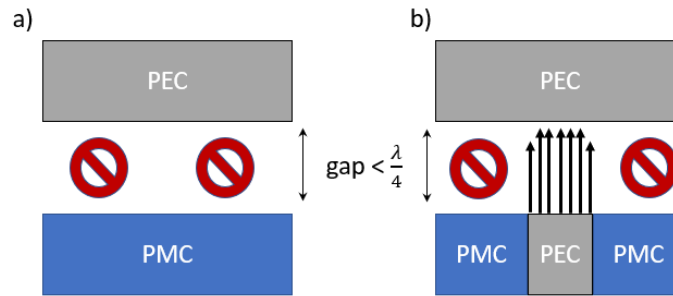


Figura 16. Funcionamiento de las guías Gap Waveguide.

2.12.3 Estructuras EBG

Para poder generar las superficies electromagnéticas de manera artificial existen las estructuras de banda prohibida (*Electromagnetic Band Gap* - EBG). Estas estructuras poseen una alta impedancia que no permiten la propagación de ondas en un rango de frecuencia debido a sus características isotópicas. El rango de frecuencias donde no se propagan las ondas se conoce como banda prohibida o *stopband*. Estas estructuras se basan en la periodicidad de elementos como corrugaciones, cama de pines o clavos (*nails*) o pines de tipo seta *mushrooms*.

El diseño de estas estructuras de pines varía según la frecuencia que se desea para el mismo, por ejemplo, se recomienda usar pines tipo seta para bajas frecuencias; la geometría, el periodo p , el *gap* de los pines, la altura d y la anchura w de estos [18].

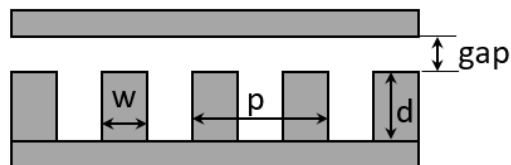


Figura 17. Características de los pines.

2.12.4 Tipos de Gap Waveguide

Podemos clasificar en distintos tipos las clases de *gap Waveguide* según las características de propagación que queramos.

2.12.4.1 Ridge Gap Waveguide (RGW).

La estructura estándar para la RGW se muestra en la figura 18, en la cama periódica de pines se encuentra una cresta o tira metálica (*ridge*), la cual se encarga de guiar el campo. Este campo eléctrico se propaga en la parte superior de la *ridge*, en el *gap* de la estructura. El modo que se propaga es q-TEM.

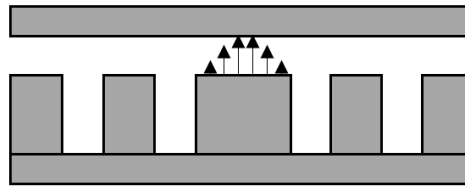


Figura 18. Estructura RGW.

2.12.4.2 Microstrip Gap line.

La estructura es parecida a la de la *ridge* solo que lleva una línea microstrip suspendida tal y como se muestra en la figura 19. Esto hará que la estructura se comporte como una línea microstrip, pero el PMC hará que el modo no se propague por un rango de frecuencias grande evitando resonancias.

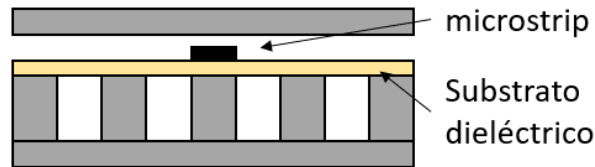


Figura 19. Estructura Microstrip Gap Line.

2.12.4.3 Groove Gap Waveguide (GGW)

Tanto la RGW y la Microstrip Gap Line están polarizadas verticalmente. En la GGW, el campo se propaga a través de un canal (*groove*) existente entre la capa de pines. Este diseño como se observa en la figura 8, es muy similar a las guías de onda convencionales, es decir, pueden propagarse modos TE/TM, según se varíe su anchura y su altura. Según la orientación de la Groove, la polarización puede ser vertical, figura 20.a o polarización horizontal, figura 20.b [14].

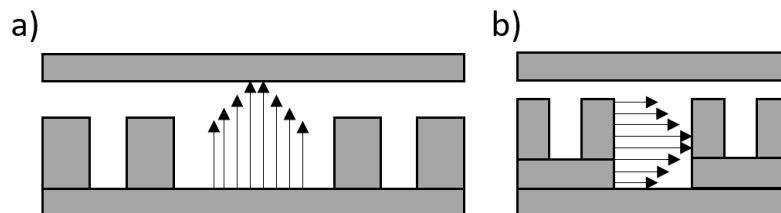


Figura 20. Estructura GGW.

3 Consideraciones previas y elementos fundamentales

3.1 Consideraciones previas

El objetivo de este trabajo se basa en una antena de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de basura espacial a 94 GHz. Esta antena se basa principalmente en [20], la cual está formada por una matriz de 16x16 elementos radiantes con una red de alimentación corporativa doble.

Esta antena se basó en la técnica de construcción de *Diffusion Bonding* (unión por difusión), cuyo proceso se basa en la unión de dos superficies a nivel atómico donde se precisa de una elevada temperatura en las superficies de los materiales a unir y una determinada presión para que estos converjan. En [20] se usó esta técnica para asegurar el contacto entre las distintas capas a base de láminas entre 0.1 y 0.2 mm de espesor. El material que se utilizó fue el cobre, el cual es muy pesado y cuyo coste es relativamente elevado (en torno a 4500 €), aunque, si esa estructura se hubiese hecho por mecanizado, el coste sería mucho más elevado (en torno a 10000 €).

Si esta la quisiéramos dividir en módulos, la antena de 16x16 se subdivide en células unitarias de 2x2 elementos. En la figura 12, se muestra el diseño de la antena y su división en módulos.

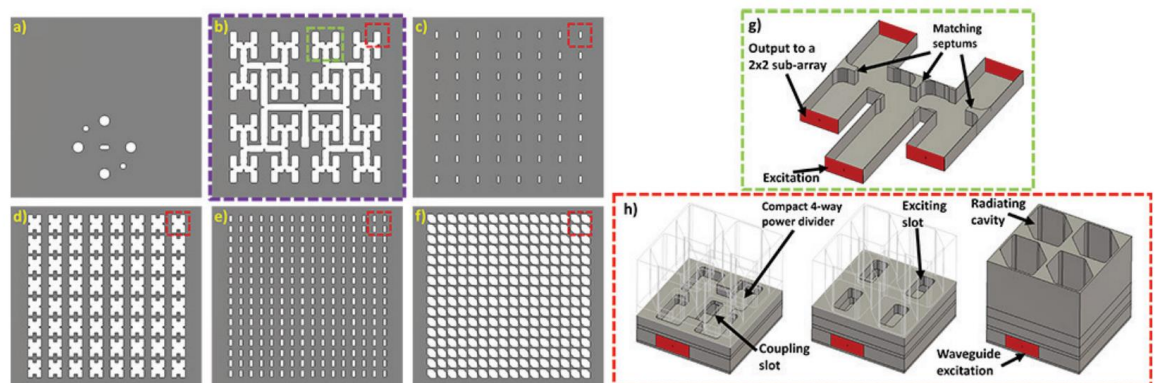


Figura 21. Vista de las capas de la antena de abajo a arriba. a) Sección WR-10 de entrada; b) Red de alimentación corporativa en *waveguide*; c) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia; e) Aperturas de excitación; f) Cavidades radiantes. Vistas en 3D: g) Divisor en H; h) las diferentes capas de la célula unitaria 2x2 [20].

Tal y como se observa en la figura 21.f, los elementos radiantes son cavidades cuadradas con las esquinas opuestas biseladas, esto es para que la onda tenga polaridad circular. Este tipo de polaridad es muy útil para las comunicaciones por satélite ya que estas presentan una mejor inmunidad a las condiciones atmosféricas.

Esta cavidad tiene una altura de 0.94λ , la separación de elementos es 0.87λ y las dimensiones de la antena son de 75x75x11.8 mm. El módulo que se muestra en la 21.h, posee una adaptación bastante buena tal y como se observa en la figura 22.

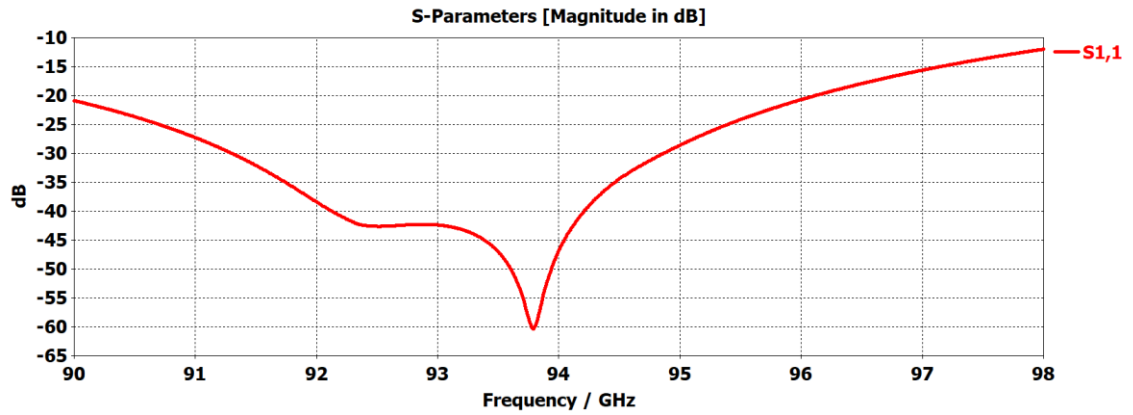


Figura 22. Coeficiente de adaptación S11 del módulo 2x2.

El objetivo de este trabajo es reducir el volumen de la antena intentando eliminar una capa, evitar problemas de contactos utilizando la tecnología *gap* y posible reducción de coste de fabricación. Esta reducción de coste se debería a que, en la versión de mecanizado, no se tendrían problemas de uniones y contactos, o a una posible fabricación en impresión en 3D si los pines lo permiten.

Debido a las dimensiones de la propia antena y la separación de elementos, es imposible reducir el número de capas y hacer el diseño de la red en una sola capa, por ello se adapta la red de alimentación de [20] a la tecnología RGW. En este TFM se tomará de referencia el módulo citado anteriormente como guía a las simulaciones de este diseño. Por lo que los parámetros más característicos para el diseño de esta antena son:

- Banda de trabajo: Banda W centrado en el rango 88 - 100 GHz.
- Frecuencia central de trabajo: $f_0 = 94$ GHz.
- Separación de elementos: $0.87\lambda = 2.78$ mm.

3.2 Elementos fundamentales

En este apartado se detallará el diseño de los elementos más fundamentales de la red. La red a diseñar se ha dividido en dos grandes niveles, se ha definido el nivel inferior el primer nivel de la red con sus aperturas de acoplos, y el nivel superior, el segundo nivel de red con sus aperturas de excitación. Es decir, según se observa en la figura 21, los apartados b y c serían el nivel inferior, y los apartados d y e serían el nivel superior, según se detalla en la figura 23.

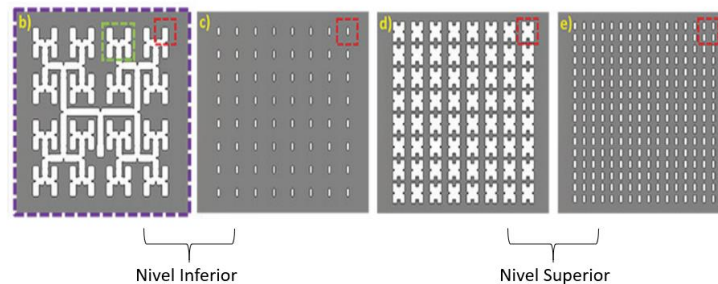


Figura 23. Estructuración en niveles

3.2.1 Estructuras base

En este subapartado se explicará el diseño utilizado en los elementos más básicos de la red, como la celda unidad o los pines utilizados.

3.2.1.1 Celda unidad

Los pines se han clasificado según el nivel de la antena en el que se sitúe. Para cumplir los límites de espacio que poseemos en nuestro diseño, se procede al diseño de los pines tal y como se muestra en [21]. En este se define la celda unidad como la sección o estructura periódica para el cálculo de la banda prohibida.

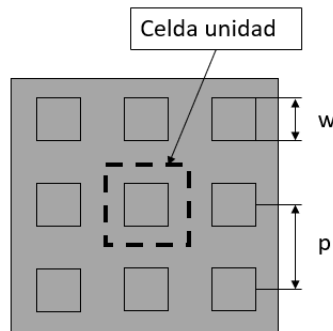


Figura 24. Conjunto de 3x3 pines y la celda unidad.

Para ello, se busca un rango de frecuencias (*stopband*) amplio donde no se propague ningún modo. Se ha simulado la celda unidad con sus respectivas dimensiones (Figura 23) para hallar estos límites de frecuencia. Para ello se ha utilizado el modo de simulación *eigenmode* del CST explicado en el anexo A.

En el diseño de la red se han incluido dos tipos principales de pines según el nivel de la antena donde se hallen, ya sea en el nivel inferior o en el nivel superior. Estos pines han podido sufrir pequeñas modificaciones en el diseño para poder adaptarlo a las dimensiones requeridas, como se observan algunos ejemplos en la figura 25.

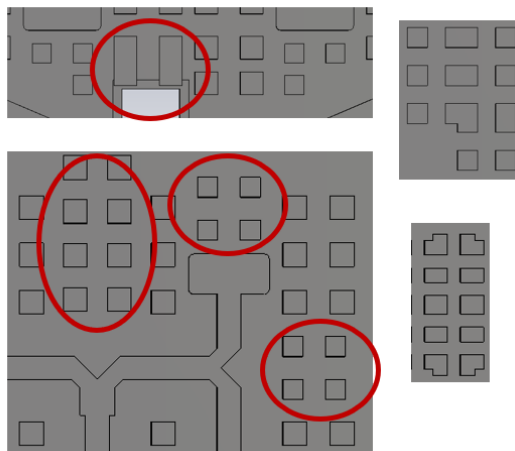


Figura 25. Modificaciones en los pines para ajuste con las dimensiones.

3.2.1.2 Pin estándar nivel inferior

Los pines del nivel inferior, ajustándose a las dimensiones de la red, son unos pines gruesos (0.5 mm de anchura), diseñados para obtener una *stopband* que permita utilizar estos pines como estructuras EBG a nuestra frecuencia de trabajo. En la figura 26 se muestra las dimensiones obtenidas para este diseño.

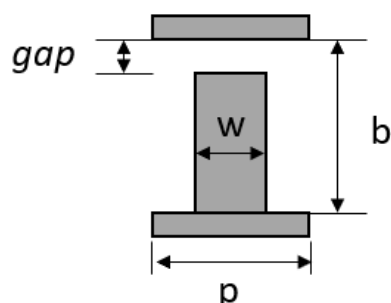


Figura 26. Diseño pin nivel inferior, $gap=0.2\text{mm}$, $w=0.5\text{mm}$, $b=1.05\text{ mm}$, $p = 1\text{mm}$.

Con estas dimensiones se ha obtenido una *stopband* que va desde los 59 GHz hasta los 123.5 GHz, tal y como se muestra en la figura 27.

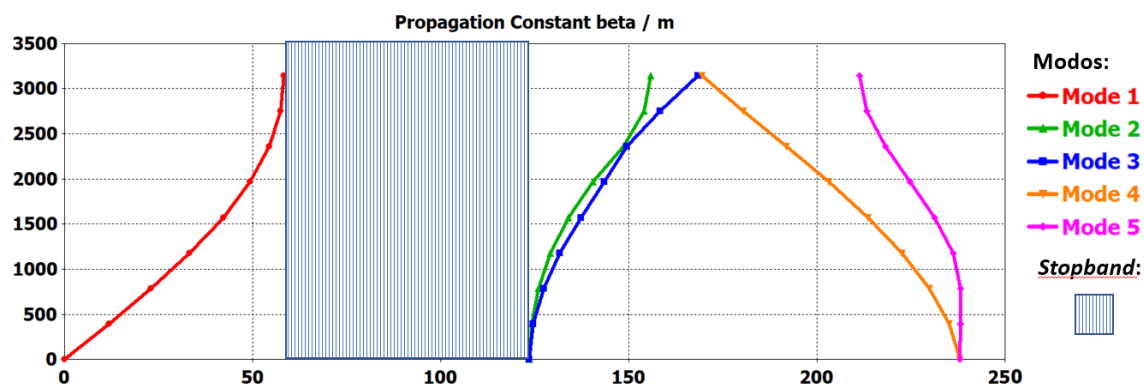


Figura 27. *Stopband* del pin del nivel inferior.

3.2.1.3 Pin estándar nivel superior

En el nivel superior se posee menos espacio ya que la separación entre elementos es muy reducida (2.78 mm). Para ello, es necesario redimensionar el pin considerablemente para obtener una buena propagación del modo, y evitar que este modo se propague hacia otro elemento, evitando que interfiera tanto en amplitud como en fase.

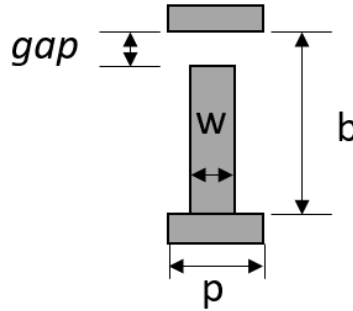


Figura 28. Diseño pin nivel superior, $gap=0.2$ mm, $w=0.2$ mm, $b=1.05$ mm, $p=0.38$ mm.

Con estas dimensiones se ha obtenido una *stopband* que va desde los 59 GHz hasta los 123.5 GHz, tal y como se muestra en la figura 29.

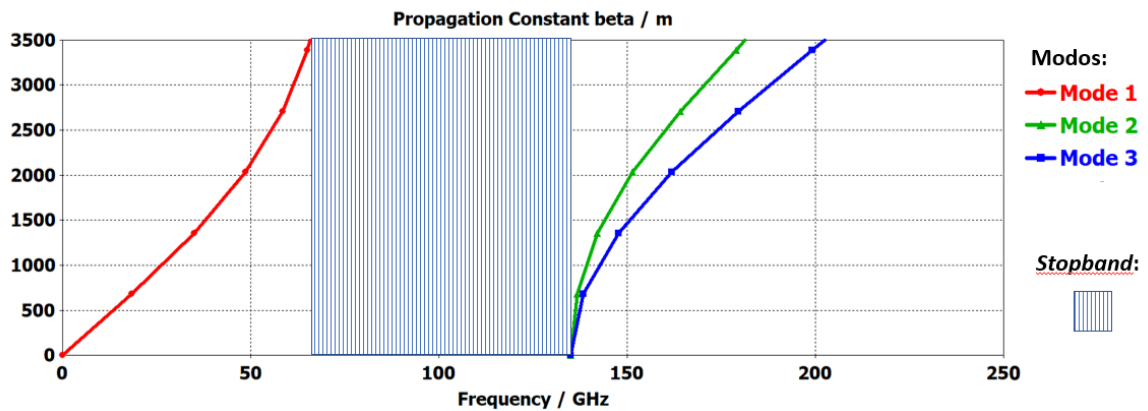


Figura 29. *Stopband* del pin del nivel superior.

Tal y como se observa entre el apartado 3.2.1 y 3.2.2, además de la simulación en el anexo B, se observa que se puede modificar el rango inferior de la *stopband* modificando solo la anchura y separación entre elementos, llegando a obtener una banda prohibida similar entre las distintas simulaciones. Si se quisiera modificar el rango superior, bastaría con cambiar la altura y/o gap de la estructura. Esto también demuestra lo que se explicó en el apartado 2.11.

3.2.2 Estructuras fundamentales de la red

En este subapartado se explicará el diseño utilizado en las estructuras fundamentales. Estas son estructuras que forman parte de la red de alimentación que se han simulado por separado a estar para analizar su comportamiento. Así mismo, estos diseños están formados por las estructuras base. La disposición del puerto en las simulaciones se ha puesto según [22], pero en algunos diseños, por problemas con las dimensiones, no era posible hacerlo de esa manera. En el anexo C se puede observar las pruebas hechas con los puertos y la opción elegida en caso de tener que cambiar la disposición del puerto por problemas de diseño.

3.2.2.1 Groove Gap Waveguide (GGW)

Para poder transmitir la onda por la red de alimentación, se propone un primer diseño de GGW. Este diseño (Figura 30 y 31), se ha simulado con una configuración de una y dos hileras de pines para analizar la propagación.

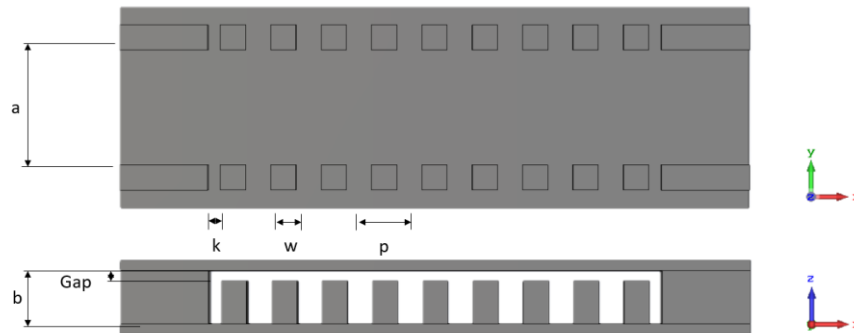


Figura 30. Diseño de la GGW

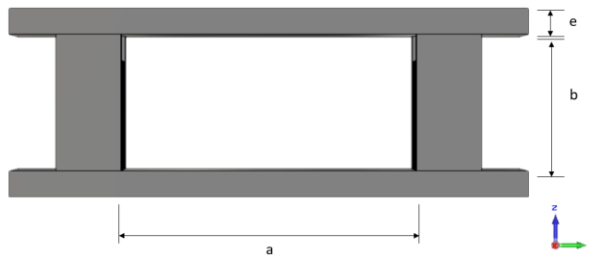


Figura 31. Diseño de la GGW. Vista puerto.

Las dimensiones mostradas en la figura son la siguiente $a=2.28$ mm, mm, $\text{Gap}=0.2$ mm, $b=1.05$ mm. Las dimensiones de la hilera de pines son los mencionados anteriormente en el apartado 3.2.1. El espacio entre los pines y los puertos y entre los pines y el borde de la guía, Figura 30, es de $k = (p - w) / 2 = 0.25$ mm, según [22].

En la figura 32 se puede observar el campo eléctrico y como éste varía entre el diseño con una hilera de pines y dos hileras, ya que parte del campo se escapa con una hilera de pines. La escala de esta figura se ha hecho con el *Smart scaling*, herramienta del CST para poder observar el campo eléctrico de una manera óptima.

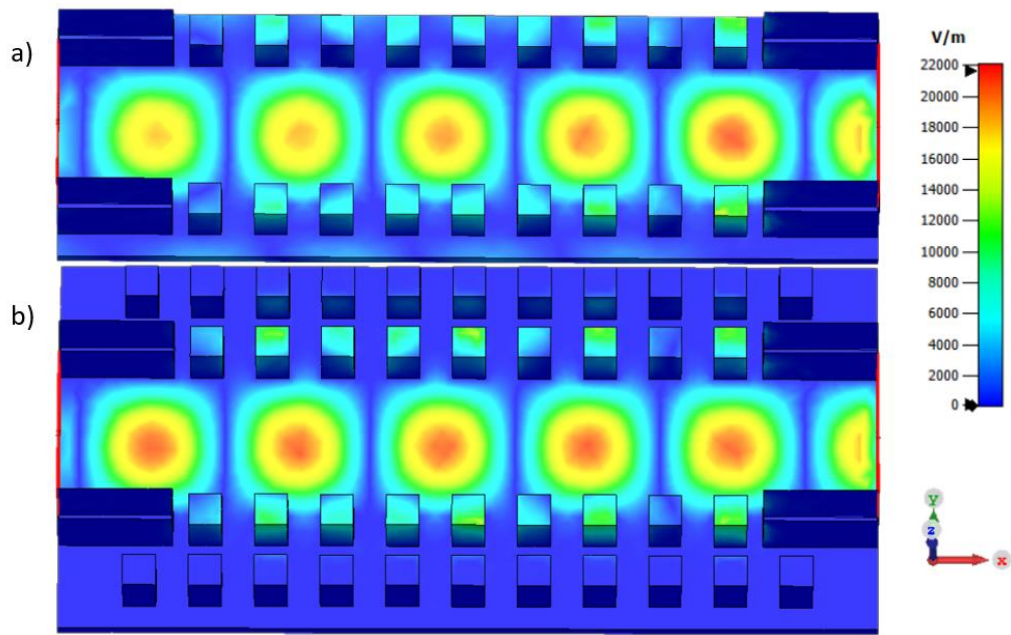


Figura 32. Campo eléctrico a 94 GHz. a) Diseño GGW con una hilera de pines; b) Diseño GGW con dos hileras de pines

En cuanto a la adaptación, figura 33, y en cuanto a la transmisión, figura 34, se observa que el diseño de la GGW con dos hileras de pines es mejor que el de una hilera. Se observa también que las pérdidas generadas en la transmisión del diseño con una hilera ya son significativas, y que, con la limitación de espacio que poseemos, un diseño con una sola hilera en GGW sería imposible de realizar, por lo que se propone, en el apartado siguiente, un diseño de RGW.

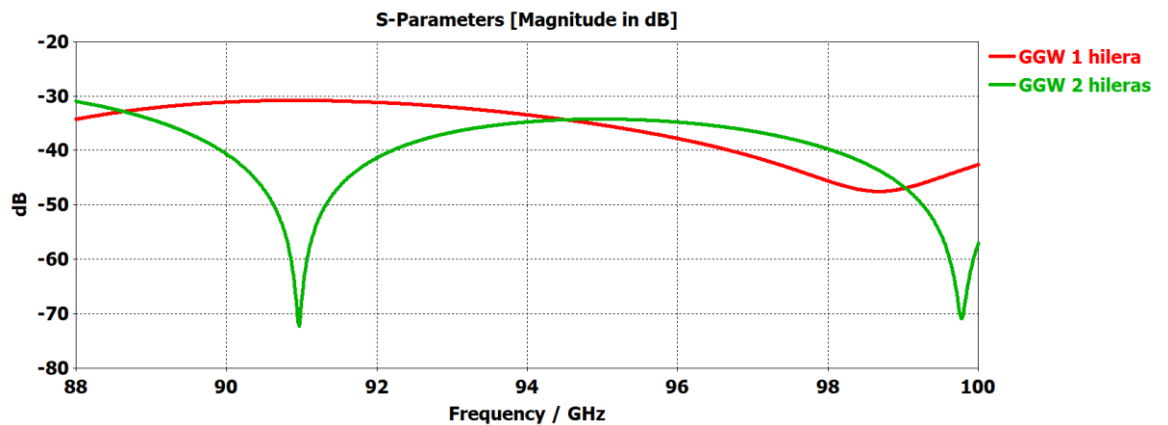


Figura 33. Coeficiente de adaptación S11 de la GGW con una y dos hileras de pines

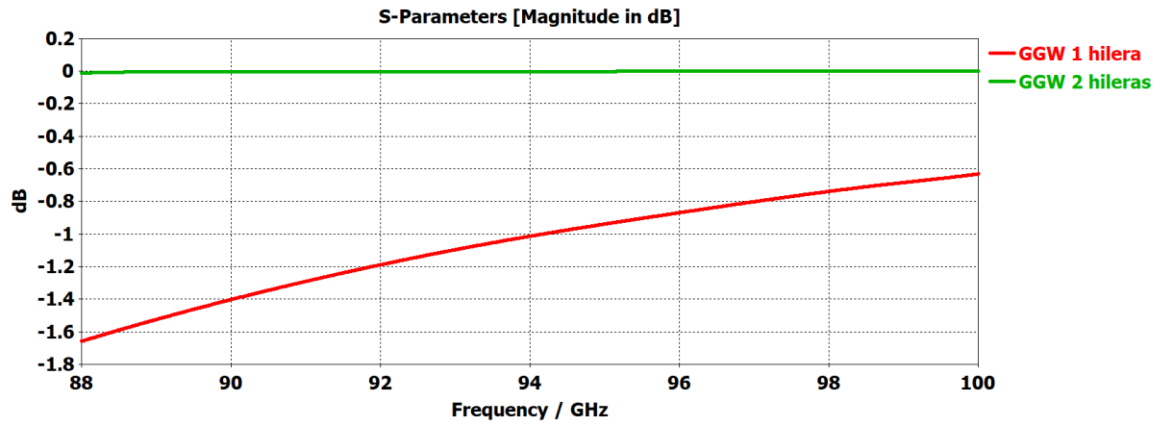


Figura 34. Coeficiente de transmisión S21 de la GGW con una y dos hileras de pines

3.2.2.2 Ridge Gap Waveguide (RGW)

Para poder transmitir la onda por la red de alimentación y no tener problema alguno con las dimensiones, se propone un diseño con una RGW, ya que el hecho de que la onda se propague por la *ridge* permite que se necesiten menos pines de hilera para evitar la propagación de la onda por cualquier zona excepto la *ridge*. Se propone un diseño de una *ridge* como en la figura 35 y 36.

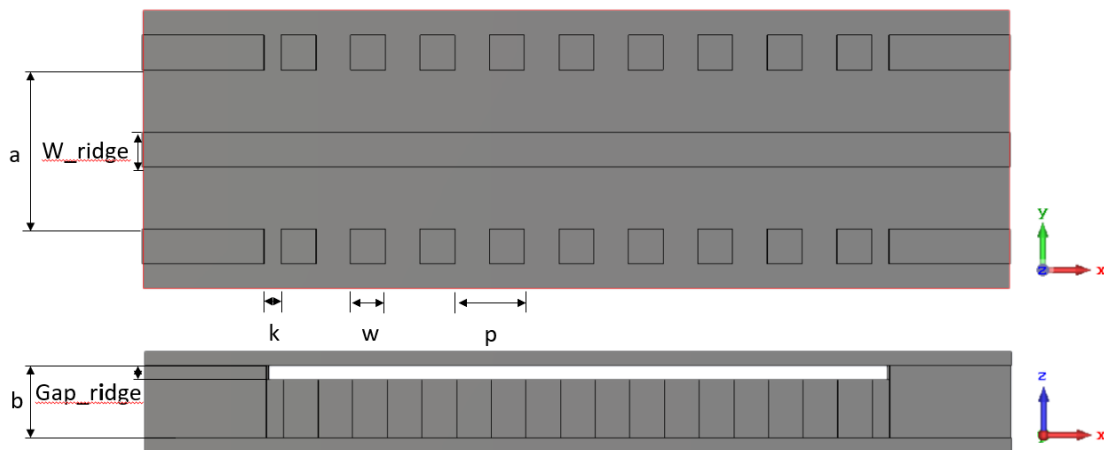


Figura 35. Diseño de la RGW.

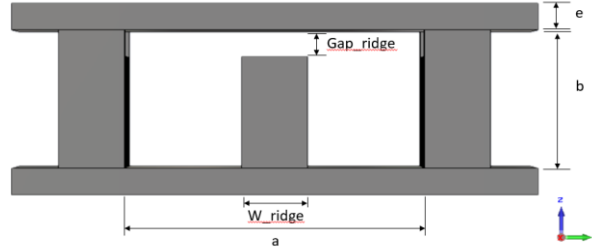


Figura 36. Diseño de la RGW. Vista puerto.

Las dimensiones mostradas en la figura son la siguiente $a=2.28$ mm, $W_{\text{ridge}}=0.5$ mm, $\text{Gap}_{\text{ridge}}=0.2$ mm, $b=1.05$ mm. Las dimensiones de la hilera de pines (Dimensiones de los pines del nivel inferior), son los mencionados anteriormente en el apartado 3.2.1. El espacio entre los pines y los puertos y entre los pines y el borde de la guía, Figura 36, es de $k = (p - w) / 2 = 0.25$ mm, según [22].

Se ha realizado un estudio de modos para observar el diagrama de dispersión de la estructura, como se explica en el anexo A. En este (Figura 37) se puede observar, a diferencia del estudio de los pines un modo que aparece en la banda prohibida obtenida en los pines. Este modo es el que se propaga a través de la RGW, tal y como se muestra en la figura 38.

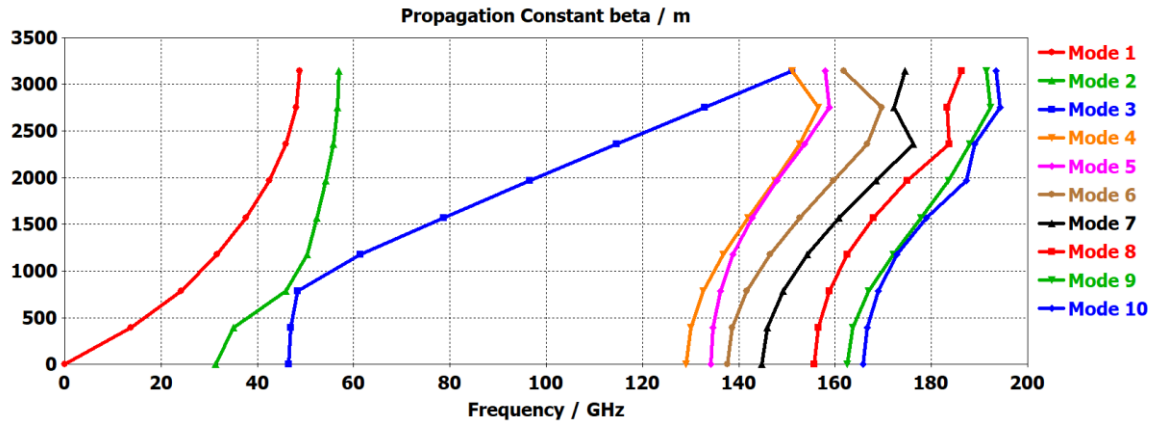


Figura 37. Diagrama de dispersión de la RGW.

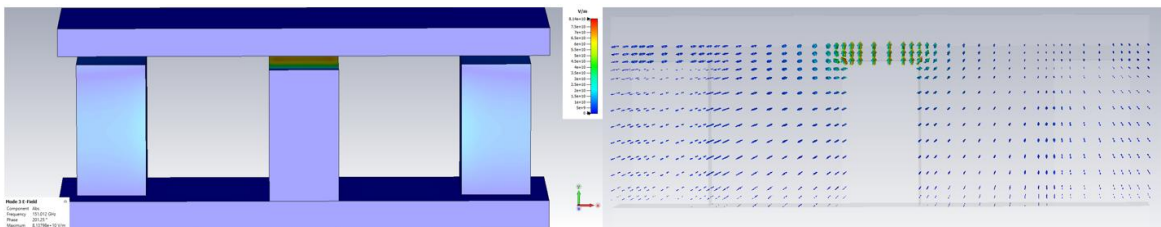


Figura 38. Modo 3 del diagrama de dispersión.

En la figura 39 se puede observar el campo eléctrico y como este no sufre cambios significativos entre el diseño de la RGW de una y dos hileras de pines. La escala de esta figura se ha hecho con el *Smart scaling*, herramienta del CST para poder observar el campo eléctrico de una manera óptima.

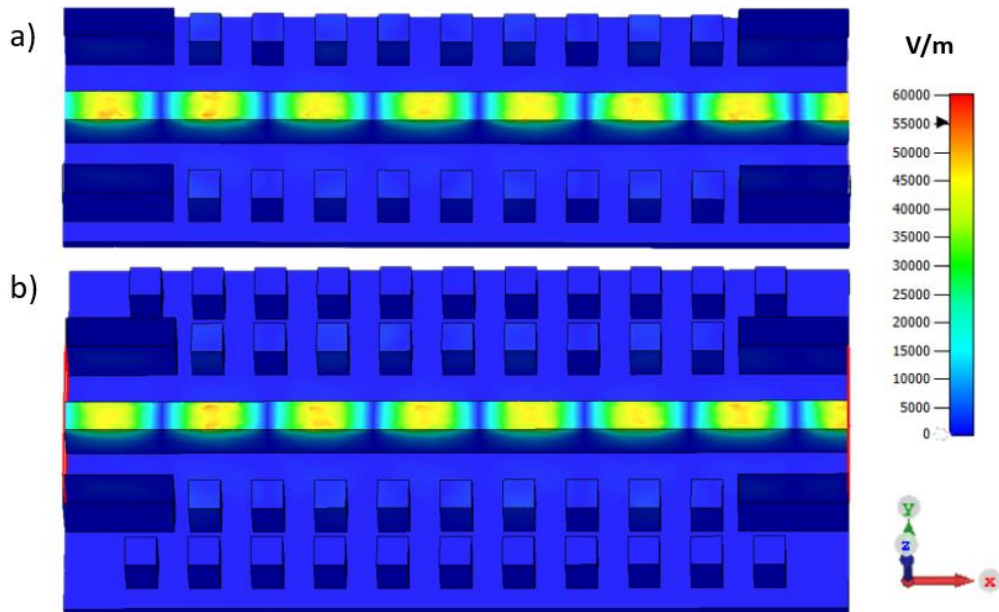


Figura 39. Campo eléctrico a 94 GHz. a) Diseño RGW una hilera de pines. B) Diseño RGW dos hileras de pines

En cuanto a la adaptación, figura 40, y en cuanto a la transmisión, figura 41, se observa que el diseño de la RGW con dos hileras de pines es mejor que el de una hilera.

Esto nos sirve para determinar que el diseño con dos hileras es mejor que el de una, pero, debido a los problemas de espacio que se posee, si el diseño posee solo una hilera, los resultados obtenidos no variarán mucho, en comparación a un diseño con GGW.

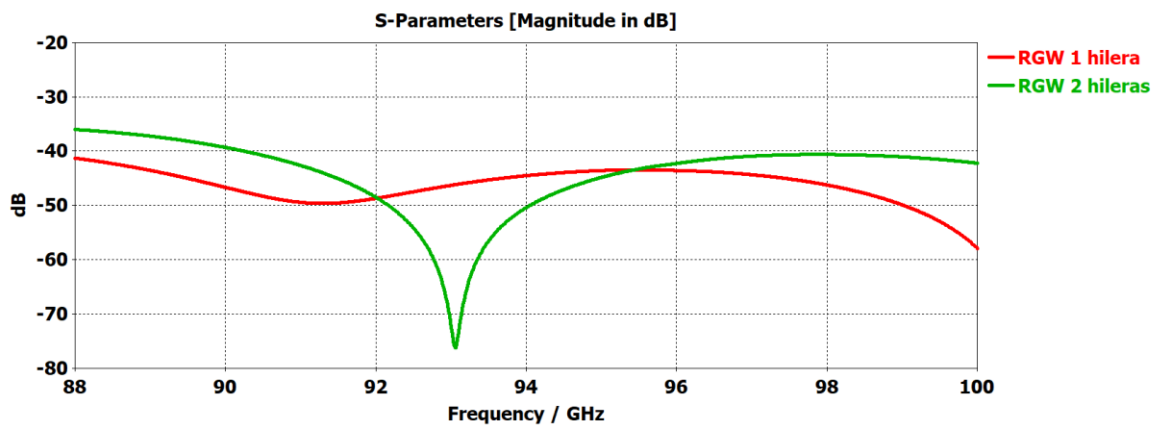


Figura 40. Coeficiente de adaptación S11 de la RGW con una y dos hileras de pines

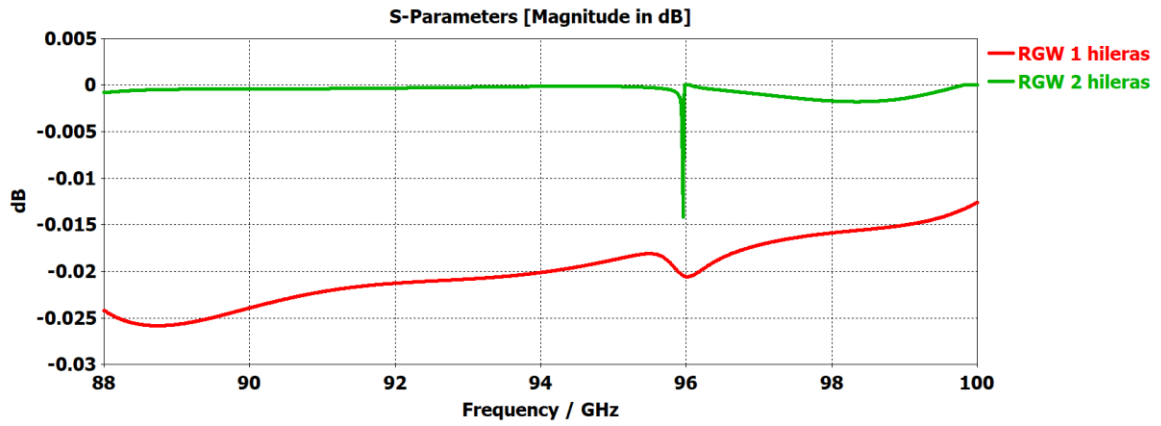


Figura 41. Coeficiente de transmisión S21 con una y dos hileras de pines.

Con este diseño, se comprueba que la RGW, es más eficiente a la hora de propagar la señal con las dimensiones de pines escogidas. Además, debido a las limitaciones de espacio que se posee, se decide hacer el diseño de la red de alimentación de la antena con RGW.

3.2.2.3 Divisor en T

Para buscar un reparto equitativo de amplitud y fase se procede a diseñar un divisor de potencia en T (Figura 42). Para conseguirlo, se introducen variaciones del ancho de la *ridge* en el divisor, según se cuenta en [23].

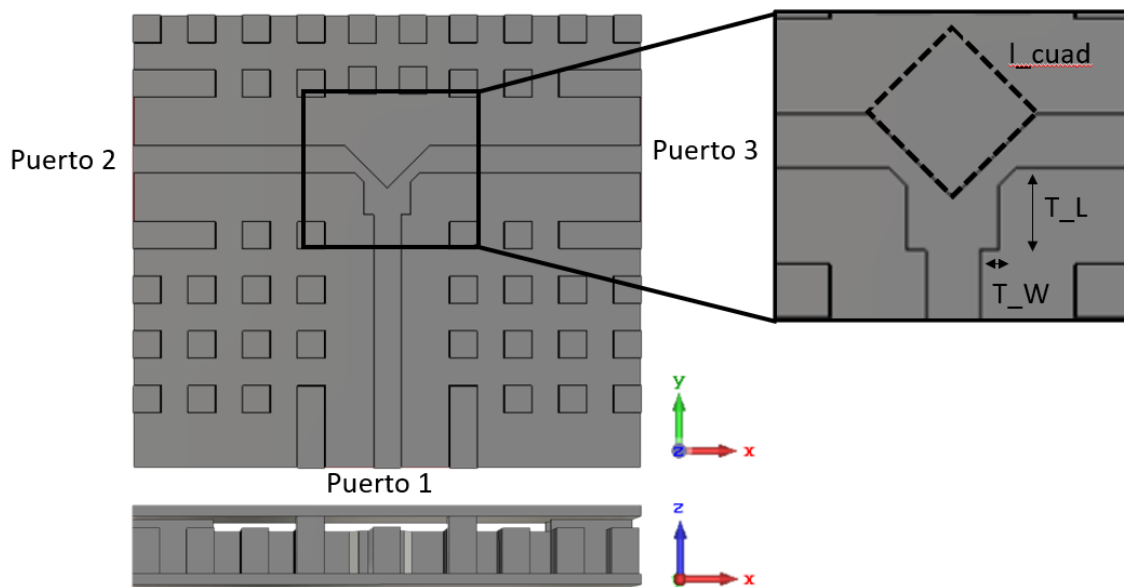


Figura 42. Diseño divisor T. Dimensiones: $l_{cuad}=1.1\text{ mm}$; $T_L=0.76\text{ mm}$; $T_W=0.17\text{ mm}$; $\text{chamfer}=0.165\text{ mm}$.

Tal y como se observa en la figura 43, la adaptación tiene un 12.7 % de ancho de banda por debajo de -20 dB, y en cuanto al reparto de potencia (Figura 44) y fase (Figura 45). se observa que el reparto de la fase está muy cerca de -3 dB y que no hay desfase entre las puertas 2 y 3.

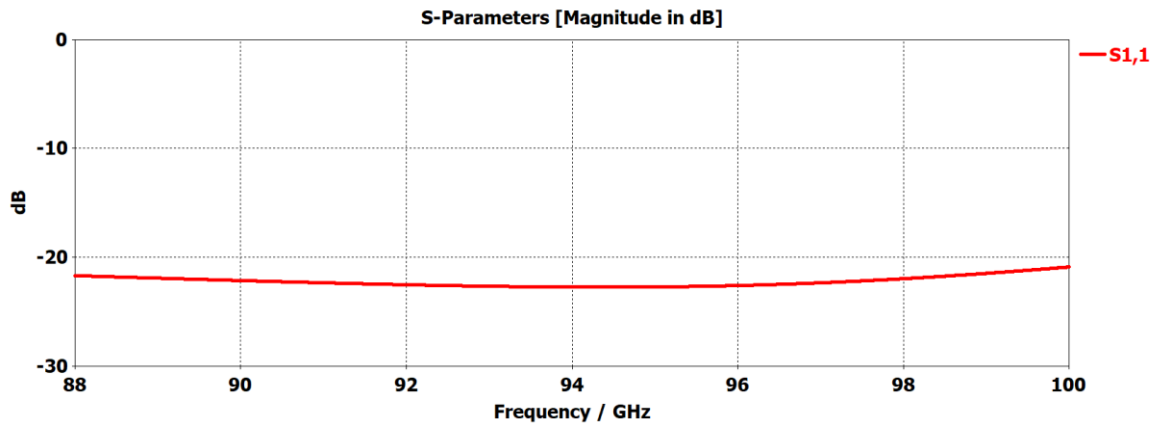


Figura 43. Coeficiente de adaptación S11 del divisor en T

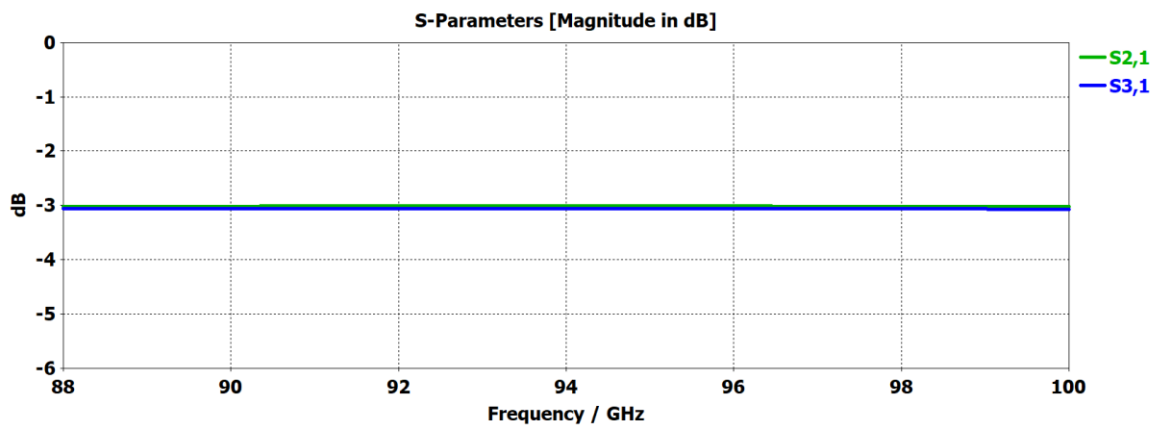


Figura 44. Coeficiente de transmisión S21 y S31, del divisor en T.

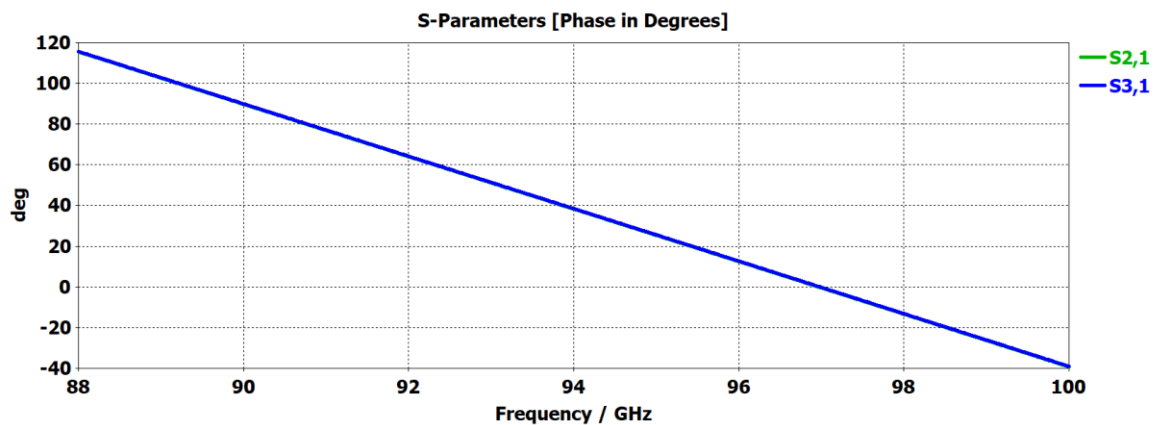


Figura 45. Fase en grados del S21 y S31.

Este diseño de divisor en T se utilizará posteriormente como diseño base para los siguientes divisores del conjunto de la red de alimentación, en los cuales se varían el ancho de la *ridge* antes de llegar al divisor, la longitud de este, y el triángulo superior del divisor.

Así mismo, se ha utilizado este diseño para calcular la longitud necesaria de la *ridge* para introducir un desfase de 180 grados en la red de alimentación, tal y como se muestra en la figura 46. Esto es necesario si se quiere mantener la misma fase entre los elementos radiantes y que la antena no se desapunte.

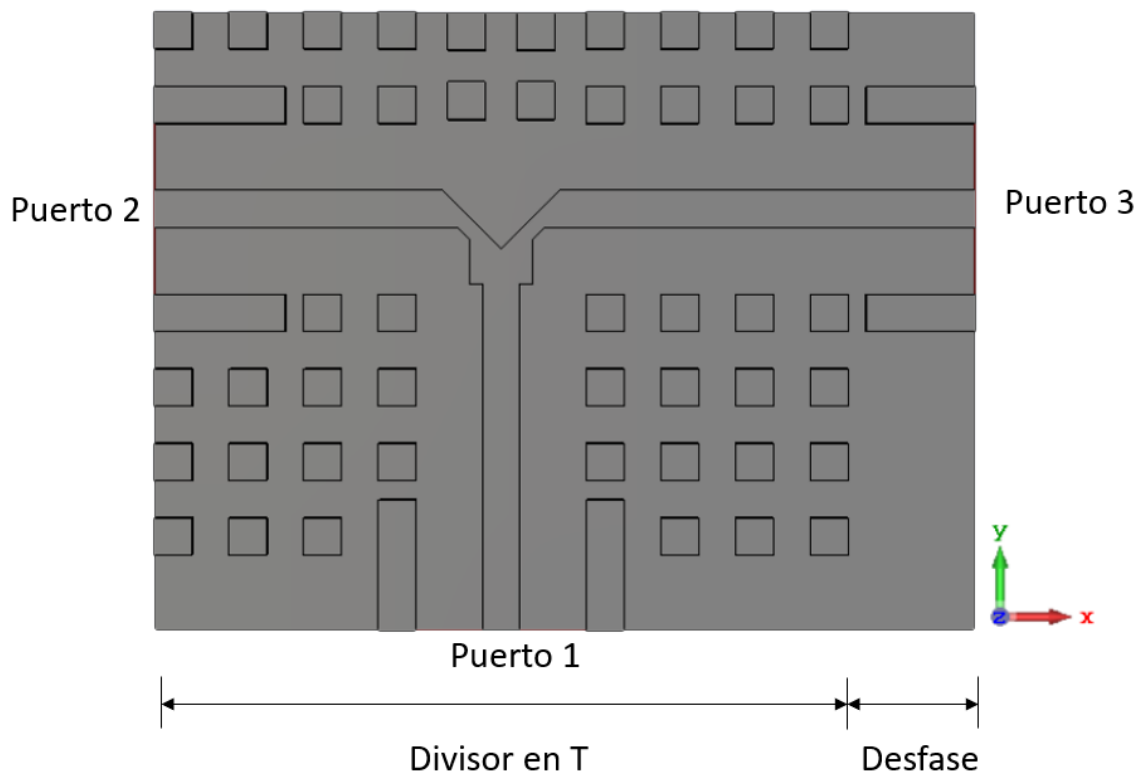


Figura 46. Diseño para introducir desfase en el divisor T.

La longitud de este desfase es de 1.7 mm, y se comprueba que la adaptación y la transmisión no varía respecto al diseño sin desfase, pero que, como se muestra en la figura 47, el desfase entre los puertos 2 y 3 es de 180 grados.

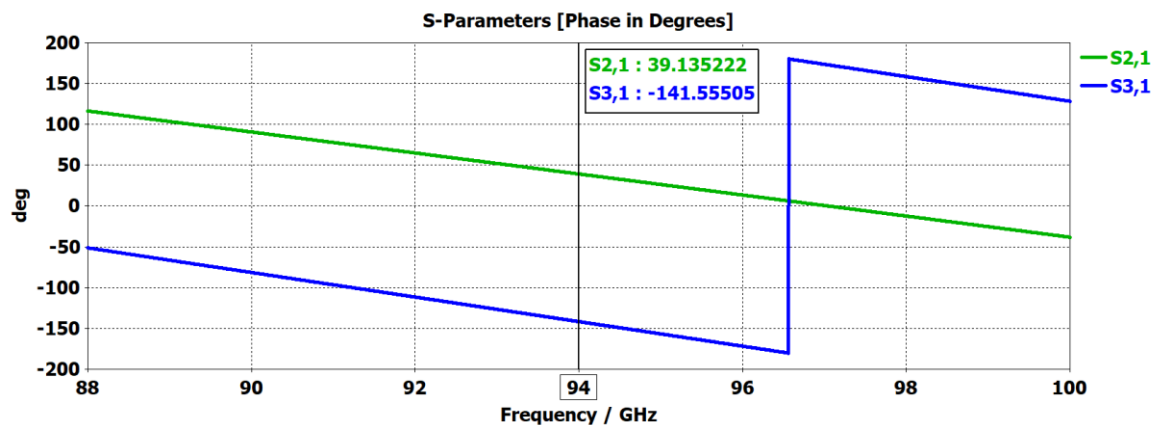


Figura 47. Desfase en grados entre los puertos 2 y 3.

3.2.2.4 Divisor en H

Para realizar el reparto equitativo entre 4 puertos distintos, se precisa de un divisor en H. El diseño mostrado en la figura 48 está formado por dos divisores T unidos, diseñados en la sección 3.2.2.2. La terminación de los puertos de salida se dispone según el anexo C.3 para mantener pines en los puertos sin introducir una sección de RW.

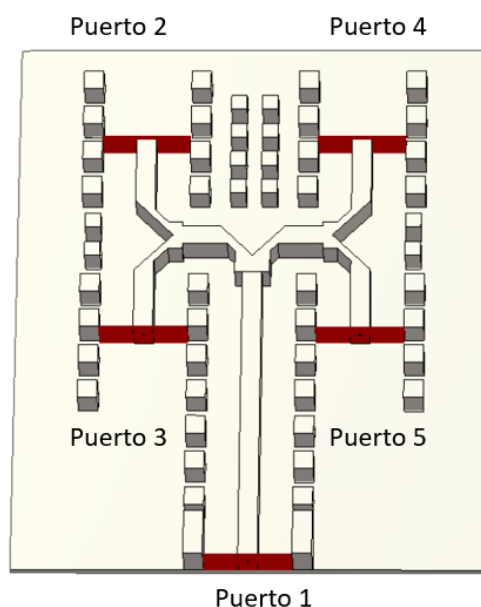


Figura 48. Divisor H de la subred 4x4.

Según se observa en la figura 49, la adaptación es muy buena, llegando a estar por debajo de -25 dB en todo el ancho de banda, y en la transmisión, figura 50, se muestra que las pérdidas por transmisión son muy bajas y que la amplitud se reparte correctamente por los distintos puertos al igual que la fase (Figura 51).

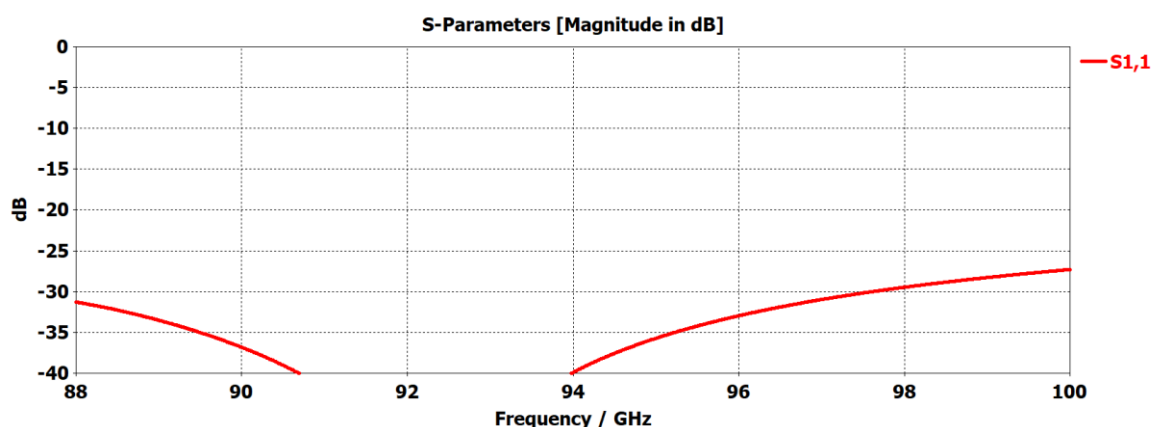


Figura 49. Coeficiente de adaptación S11 del divisor en H

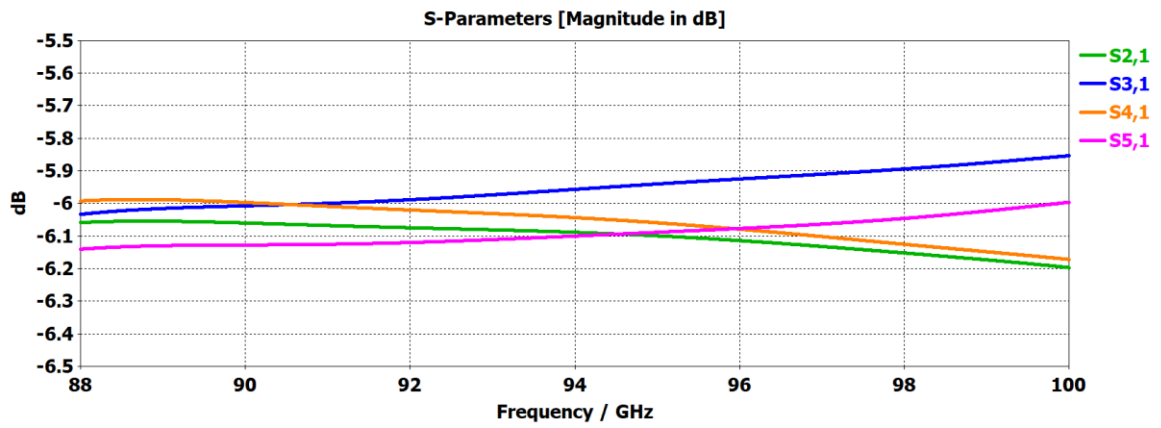


Figura 50. Coeficiente de transmisión S21 del divisor en H.

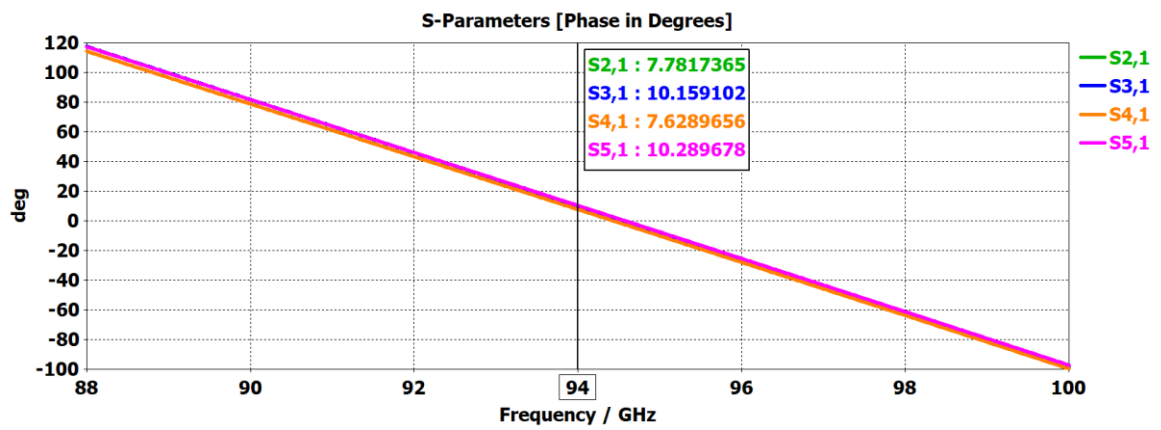
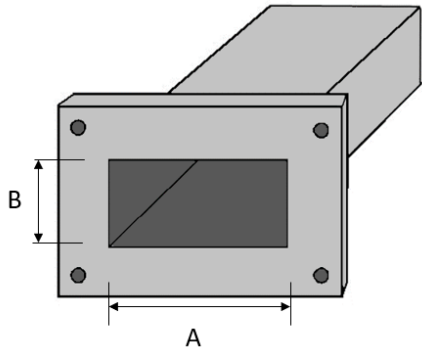


Figura 51. Desfase en grados entre los puertos del divisor

3.2.2.1 Transición vertical de guía estándar WR10 a RGW

Para poder alimentar la red de alimentación, es necesario la utilización de una transición la cual entrará a nuestro diseño de manera vertical. La guía estándar para la banda de frecuencias que estamos utilizando es la WR-10. Las características de esta guía de onda se describen en la figura 52.



Nombre de la guía de onda	WR-10
Frecuencia Recomendada	75 a 110 GHz
Frecuencia corte modo inferior	59.015 GHz
Frecuencia corte modo superior	118.03 GHz
Dimensión de A inch [mm]	0.1 [2.54]
Dimensión de B inch [mm]	0.05 [1.27]

Figura 52. Características de la guía WR-10.

Para el diseño de la transición, se toma en cuenta el diseño utilizado según [24], en el cual la guía de onda WR-10 se introduce perpendicularmente a la red de alimentación y esta propaga la onda directamente a la *ridge*, para ello se utilizan dos pequeños adaptadores en la *ridge* tal y como se muestran en la figura 53.

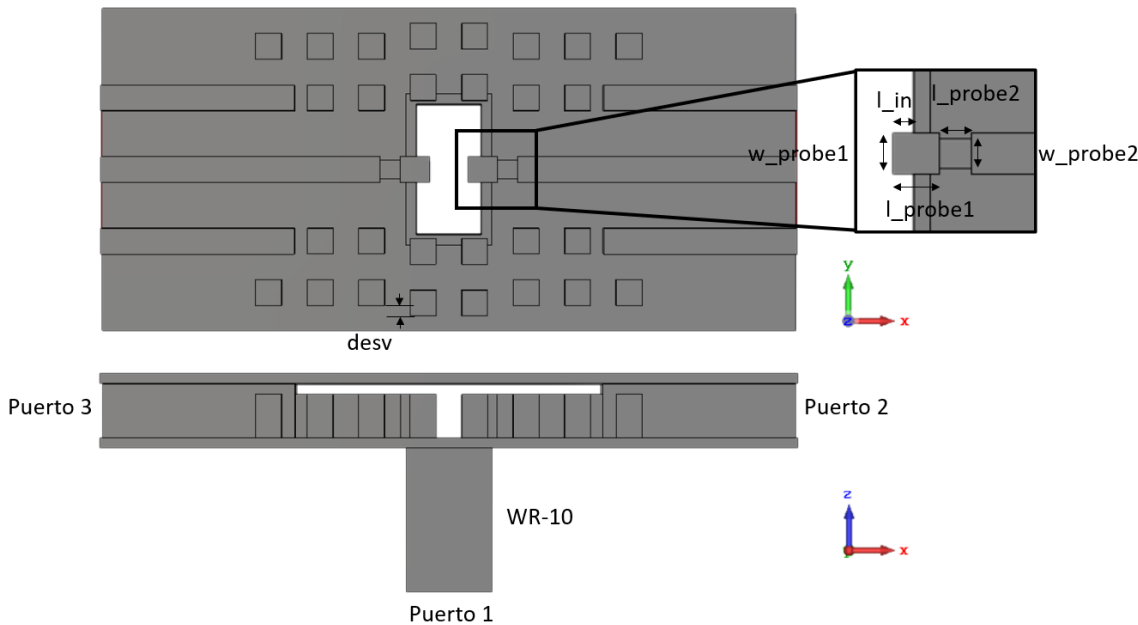


Figura 53. Diseño de la transición vertical.

Las dimensiones de la transición se muestran en la siguiente tabla.

Variable	Dimensión [mm]	Variable	Dimensión [mm]
desv	0.2	l_probe2	0.394
l_in	1.02	w_probe1	0.5
l_probe1	0.575	w_probe1	0.375

Tabla 4. Dimensiones de la transición.

En la figura 54 se observa que la adaptación de la banda está prácticamente debajo de -20 dB, que las pérdidas por transmisión en la figura 55, son muy bajas y el desfase entre los puertos 2 y 3 (Figura 56) es de 180 grados.

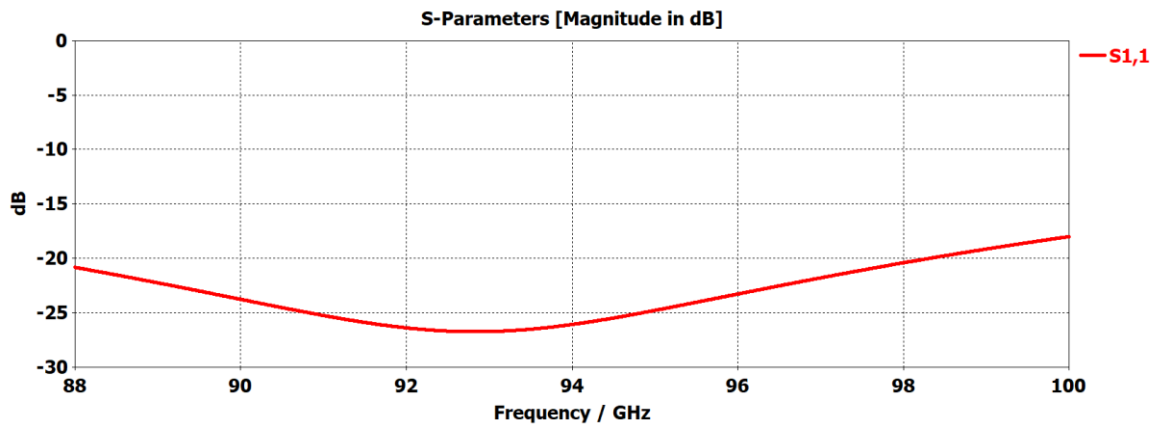


Figura 54. Coeficiente de adaptación S11 de la transición vertical.

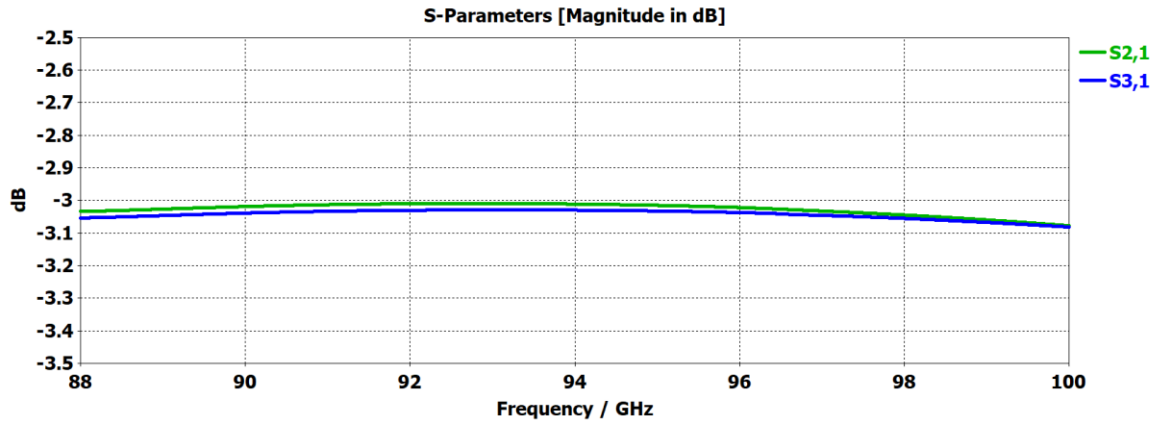


Figura 55. Coeficiente de transmisión S21 y S31 de la transición vertical.

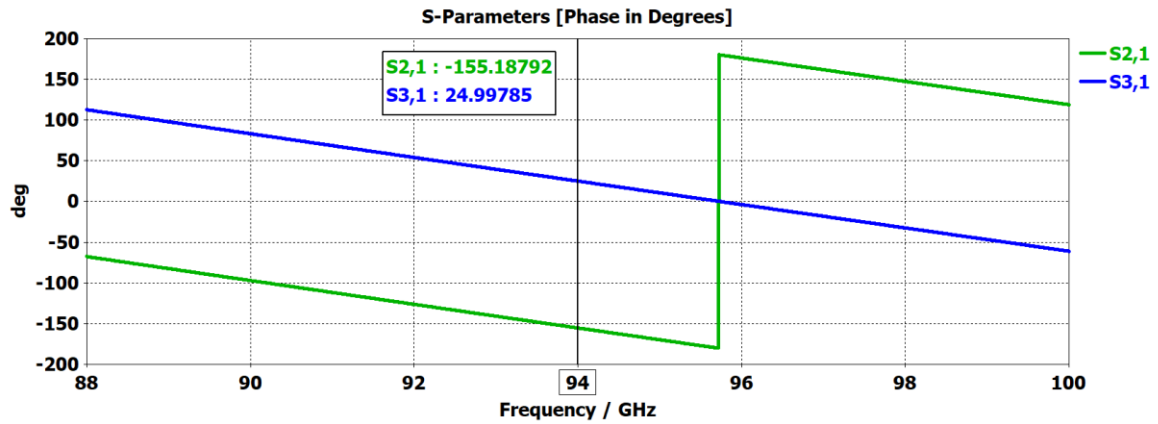


Figura 56. Desfase en grados entre los puertos 2 y 3 de la transición vertical.

La onda, para que la red de alimentación cumpla su trabajo, es necesario que llegue en la misma fase en todos los puertos, para ello es necesario descentrar la entrada de la transición, esto es, añadir más longitud de *ridge* a un lado de la transición para corregir ese desfase. Para ello, y al igual que se hizo en el divisor T, se procede a alargar un lado de la transición para corregir el desfase, según se muestra en la figura 57.

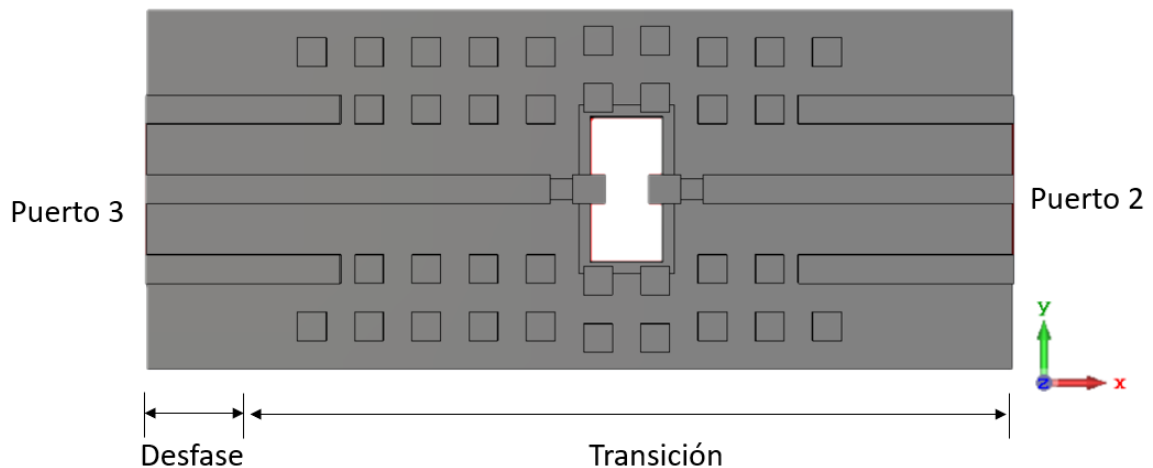


Figura 57. Diseño para corregir el desfase a la transición

En la figura se observa que el desfase introducido (desfase=1.6525 mm), corrige los 180 grados de diferencias entre puertos, así mismo, se comprueba que el coeficiente de adaptación S11, y el de la transmisión S21, no varían al introducirles este desfase.

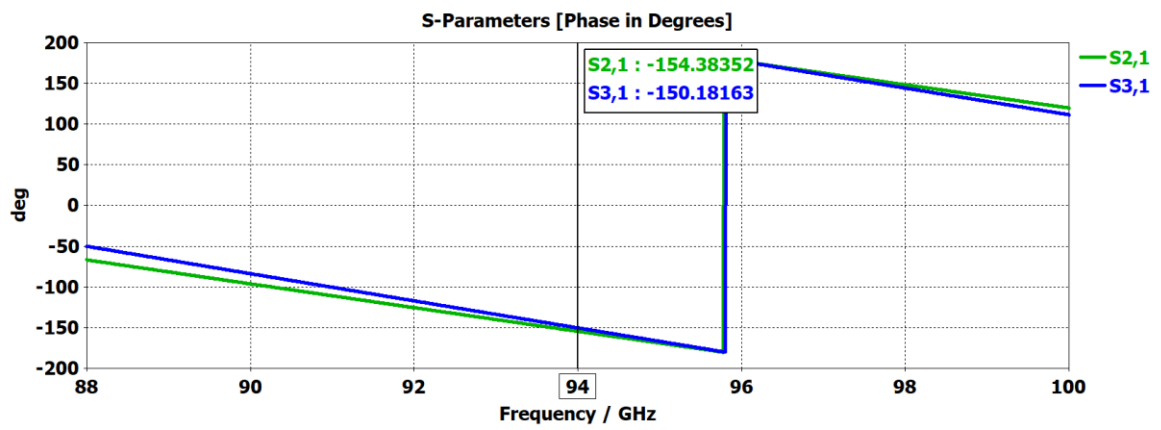


Figura 58. Desfase en grados entre los puertos 2 y 3 de la transición.

4 Diseño en secciones

En este apartado se detallará el proceso seguido para el diseño de la antena, mostrada en la figura 59. La antena posee 5 capas principales, la capa a) está compuesta por la red de alimentación en RGW, la señal se introduce a la red a través de la transición vertical diseñada en el apartado 3.2.2.5 y esta se reparte a través de divisores de potencia a elementos de acoplo al final de cada rama de la RGW. La capa b) está formada por aperturas de acoplo. La capa c) es un divisor a 4 de potencia con tecnología gap. La capa d) está formada por las aperturas de excitación que excitan a las cavidades 8x8 de la capa e).

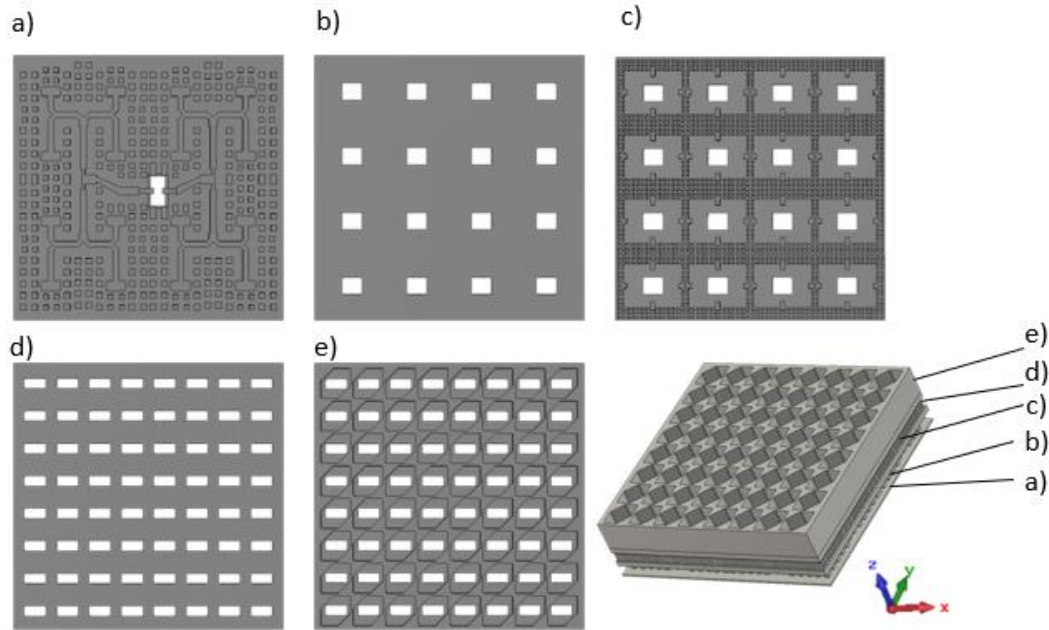


Figura 59. Vista de las capas del de la antena 8x8. a) Red de alimentación con RGW; b) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia con tecnología gap; d) Aperturas de excitación; e) Cavidades radiantes.

Para facilitar el diseño, se agruparon las distintas capas en niveles, el primer nivel o nivel inferior, está formado por las capas a) y b), el segundo nivel o nivel superior, está formado por las capas c) y d), y el ultimo nivel, el de cavidades, por la capa e).

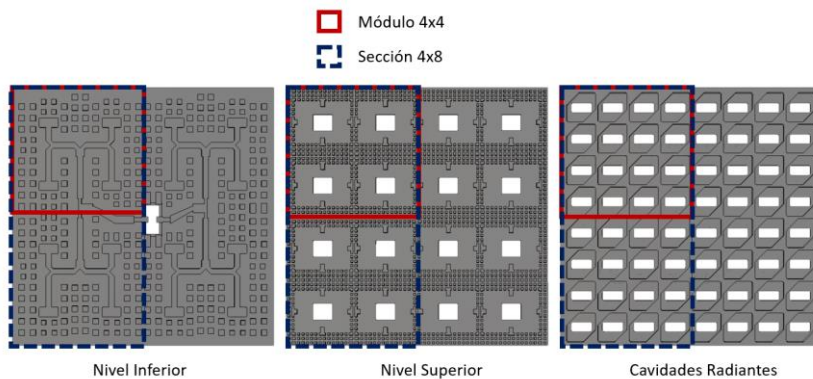


Figura 60. Agrupación en niveles de la antena.

En el diseño, la antena se dividió en secciones como se mostraba en la figura anterior, se estructuró en módulos 4x4, compuesta por los niveles citados anteriormente y luego se fueron uniendo a través de divisores T, creando un diseño en sección 4x8. Finalmente se unieron dos secciones 4x8 con la transición citada antes para crear el total de la antena. Las dimensiones finales de la antena se muestran en el anexo D.

4.1 Módulo 4x4

Este apartado muestra el desarrollo del módulo 4x4. Este módulo se representa en la figura 61.

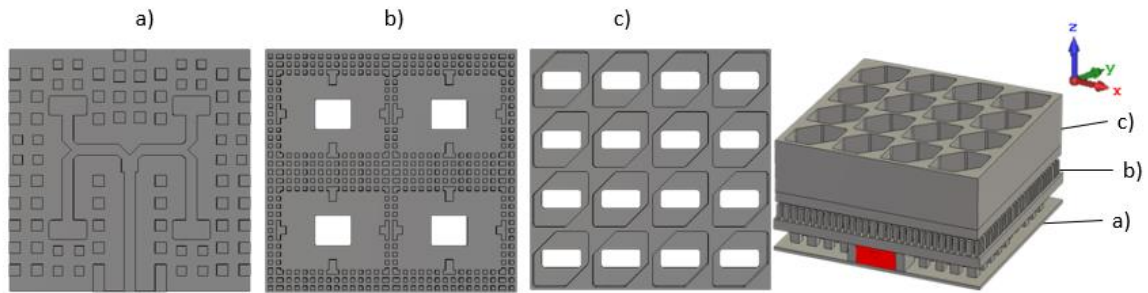


Figura 61. Módulo 4x4. a) Nivel Inferior, b) Nivel Superior, c) Cavidades radiantes

Para el diseño de este, primero se procedió a simular el nivel inferior, con la capa superior en guía de onda convencional y, posteriormente, se sustituyó la guía por la tecnología *gap*.

4.1.1 Diseño del nivel inferior del módulo 4x4

Para el diseño de este nivel (Figura 62.a), se tuvieron en cuenta la separación que debería existir entre las ramas sea de 5.56 mm (según [20]) para poder así dimensionar la RGW de la red de alimentación y del nivel inferior.

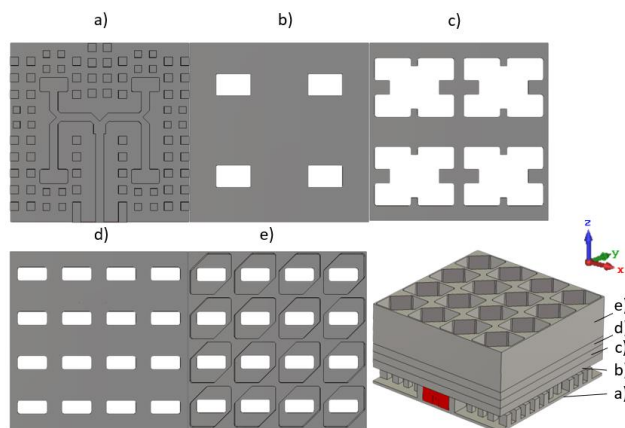


Figura 62. Vista de las capas del módulo 4x4 con nivel inferior RGW de abajo a arriba. a) Red de alimentación (divisor H) con RGW; b) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia; d) Aperturas de excitación; e) Cavidades radiantes.

Tal y como se hace en el diseño original, se precisan de unos acopladores o combinadores, que propaguen la onda al nivel superior de la red. Estos acopladores, al igual que el resto de la red, están separados del nivel superior, por el gap establecido de 0.2 mm. En la figura 63.a, se puede observar el diseño de este nivel con unos nuevos pines de ajuste a 0.42 mm, que se detallan en el anexo B. Así mismo, se observa que las ramas inferiores en el eje \hat{y} , poseen un camino más largo hacia el puerto 1, esto es, al igual que se explicó en el apartado 3.2.2.3, para corregir el desfase que existe entre puertas.

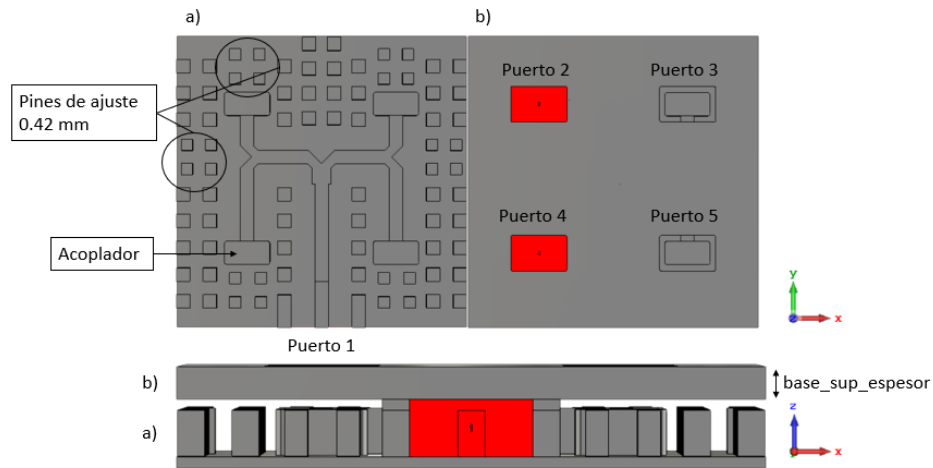


Figura 63. Diseño del nivel inferior módulo 4x4. a) Red de alimentación en RGW, B) Aperturas de acoplos.

En la figura 63.b se observa la disposición de los puertos, esta simulación se realizó para comprobar la amplitud y fase que le llegaba de cada rama. Los resultados obtenidos en la figura 65 y 65, se observa que el reparto en amplitud y fase es equitativo entre los puertos.

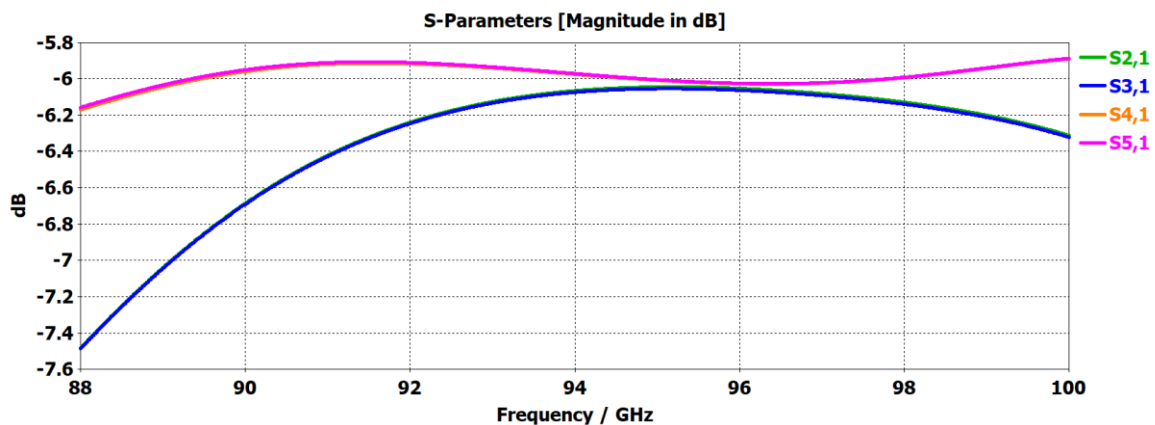


Figura 64. Coeficientes de transmisión S_{n1} del divisor H con acopladores.

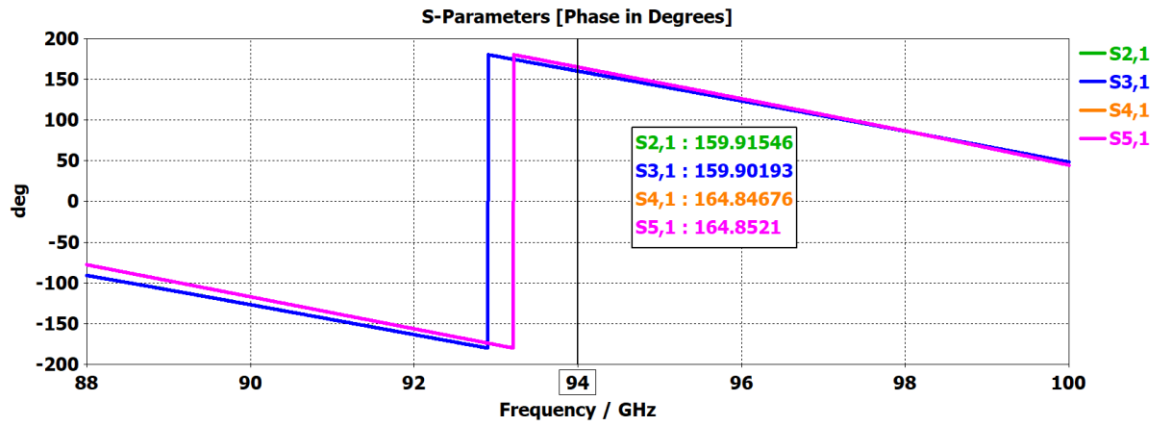


Figura 65. Desfase Sn1 en grados de las ramas del módulo 4x4.

En el diseño de [20], el espesor de la capa de las aperturas de acoplo poseía un espesor de 0.2mm. Para comprobar el espesor en este diseño, se hizo un barrido de la variable base_sup_espesor para ver como afectaba a la adaptación en la estructura de la figura 63. Se comprobó que el espesor afecta considerablemente a la adaptación tal y como se muestra en la figura 66. Esto es debido a que el modo necesita de cierto espesor para que se forme. Por ello se mantuvo el espesor a 0.6 mm.

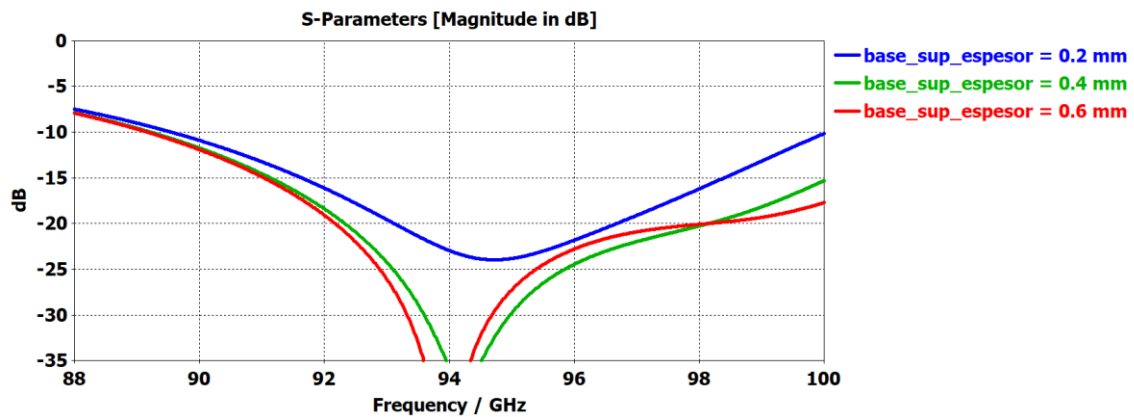


Figura 66. Variación del espesor de la capa de aperturas.

En cuanto a la adaptación, se simuló el diseño del nivel de inferior con el nivel superior y las cavidades radiantes, como se muestra en la figura 62. Los resultados obtenidos, según se observa en la figura 66, son de un 12.7 % de ancho de banda a -10 dB, un 4.8 % a -15 dB y un 1.8 % a -20 dB.

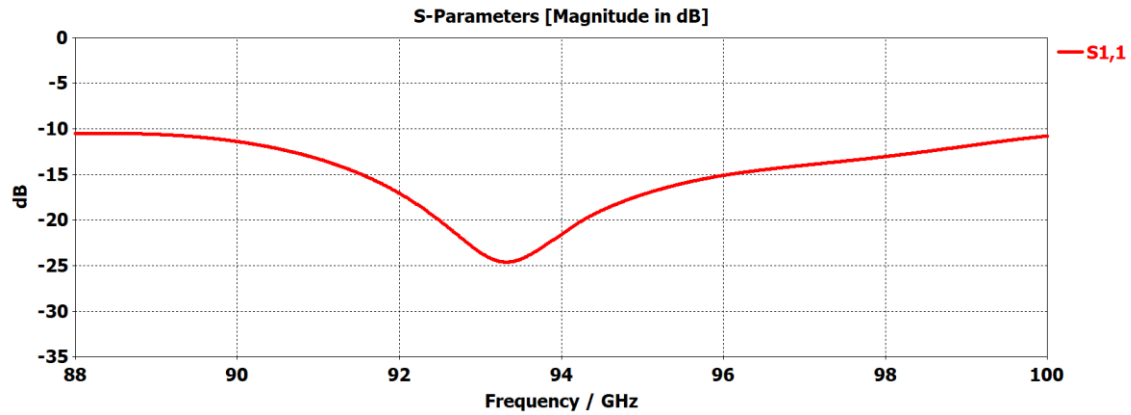


Figura 67. Coeficiente de adaptación S11 del nivel inferior.

Se observa en la figura 68, los diagramas de radiación en los distintos planos, se observa que en el plano $\phi=90$, los lóbulos secundarios están un poco más elevados que en el otro plano. La ganancia realizada obtenida en el lóbulo principal y a la frecuencia de trabajo ha sido de 21.3 dB con un SLL de -12.9 dB

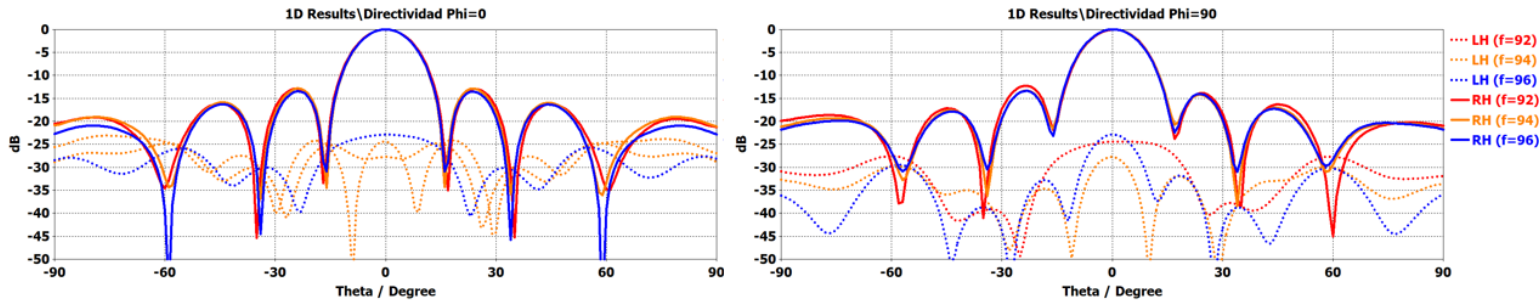


Figura 68. Diagramas de radiación para ambos planos del nivel inferior.

En la figura 69, se muestra la relación axial en la frecuencia simulada, y se observa que en toda la banda está por debajo de -3dB.

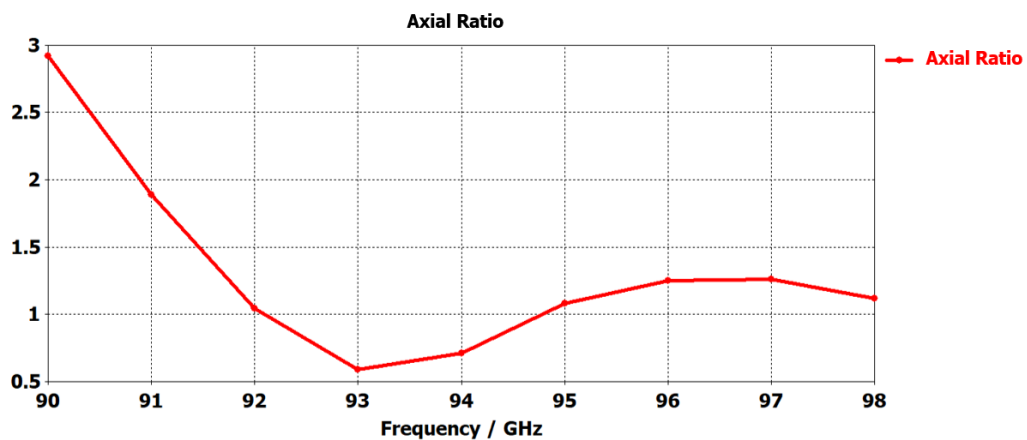


Figura 69. Relación Axial del divisor H implementado en la subred 4x4.

4.1.2 Diseño del nivel superior del módulo 4x4

Una vez completado el nivel inferior, se procedió a transformar el nivel superior a tecnología *gap*. Este nivel superior es capaz de repartir potencia y fase por igual a las distintas cavidades radiantes. Para ello, se propuso un primer diseño (Figura 70), formada por una capa de pines gruesos y estructuras adaptadoras en los divisores.

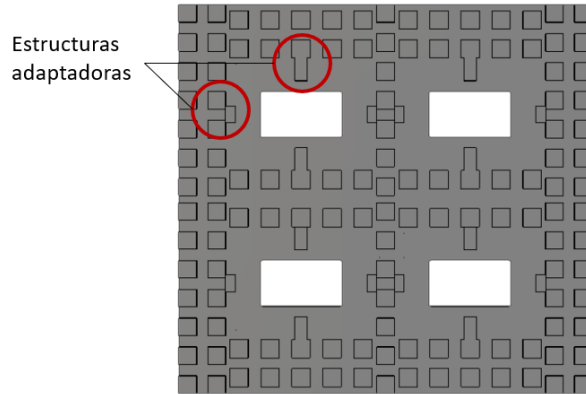


Figura 70. Primer diseño nivel superior del módulo 4x4.

Para comprobar este diseño, se procedió a realizar una simulación con 17 puertos, uno de entrada y 16 a cada elemento, estos puertos se colocaron al inicio de las cavidades, como se muestra en la figura 71. Este diseño, según se observa en la figura 72, no se comportaba igual en todas las puertas, haciendo que la amplitud de la señal no se reparta de manera equitativa entre los elementos de la antenna. En cuanto al reparto de fase entre puertas (Figura 73), se observa que hay un desfase interesante entre los puertos.

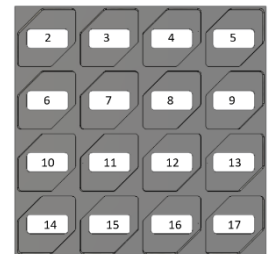


Figura 71. Puertos primer diseño.

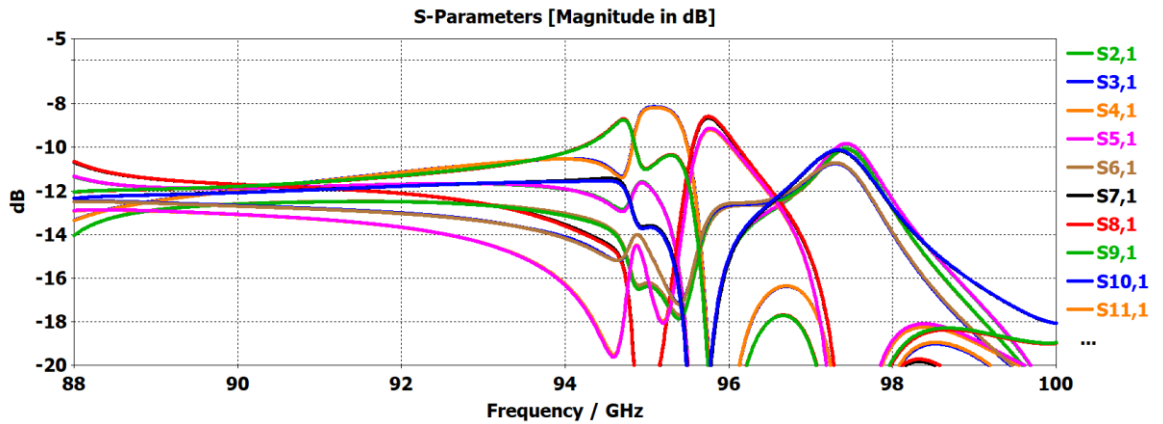


Figura 72. Coeficiente de transmisión S₂₁ del primer diseño

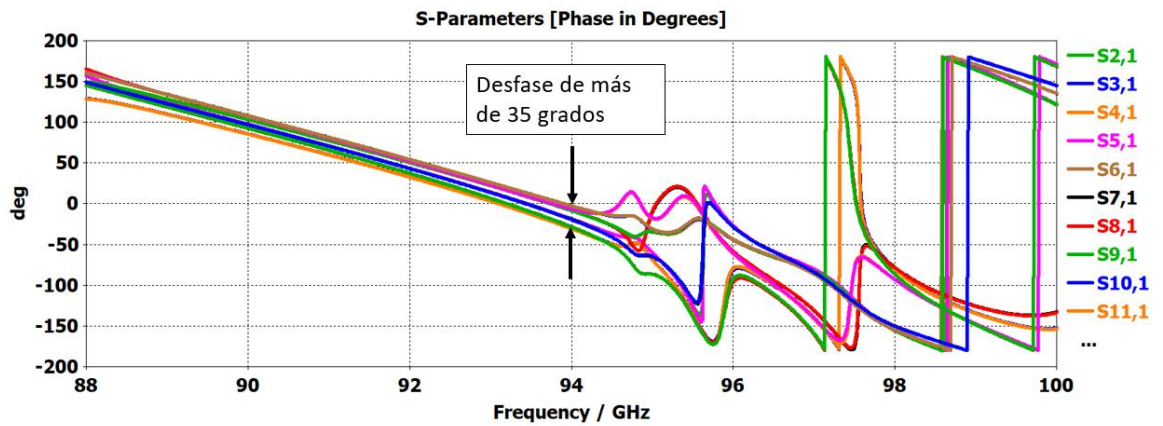


Figura 73. Desfase en grados entre las puertas Sn1 del primer diseño.

Después de los resultados obtenidos, se observa que este diseño no es viable, por lo que se procede a reducir el ancho de los pines para introducir dos hileras de pines de separación entre un submódulo y otro.

Para el diseño del nivel superior con pines más finos, se utiliza el pin descrito anteriormente en el apartado 3.2.1.3, y la estructura queda definida como se muestra en la figura 74.

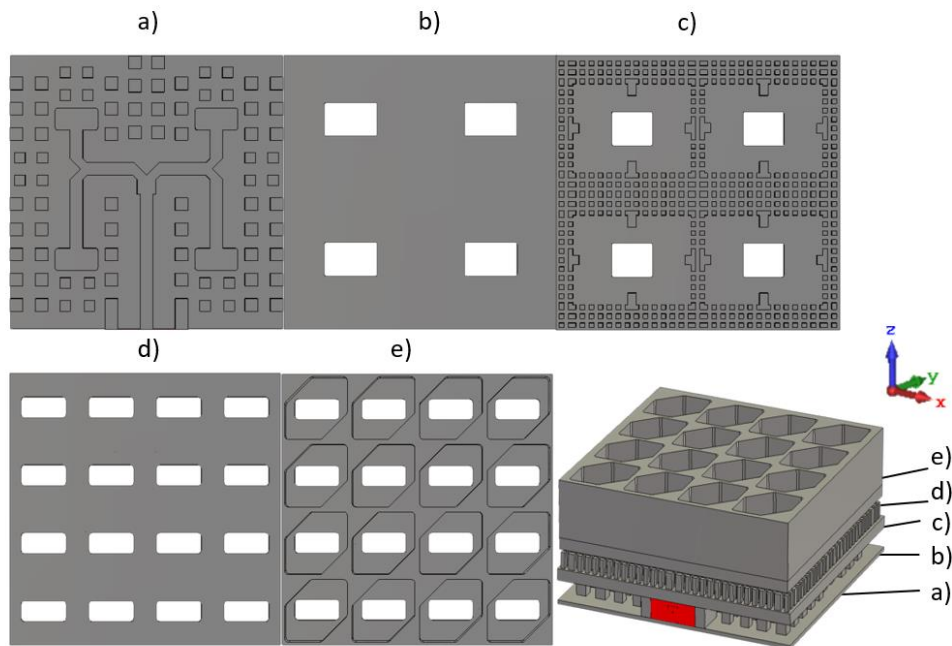


Figura 74. Vista de las capas del módulo 4x4. a) Red de alimentación (divisor H) con RGW; b) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia con tecnología gap; d) Aperturas de excitación; e) Cavidades radiantes.

Para adaptar el nivel superior se han utilizado unas estructuras adaptadoras como se muestran en la figura 75, las cuales se ha ido variando su longitud y anchura. Lo primero que se hizo fue comprobar la amplitud (Figura 76) y fase (Figura 77) que llegan a los puertos siguiendo la estructuración de puertos de la figura 71.

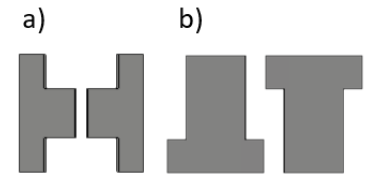


Figura 75. Estructuras adaptadoras. a) adaptador vertical, b) adaptador horizontal.

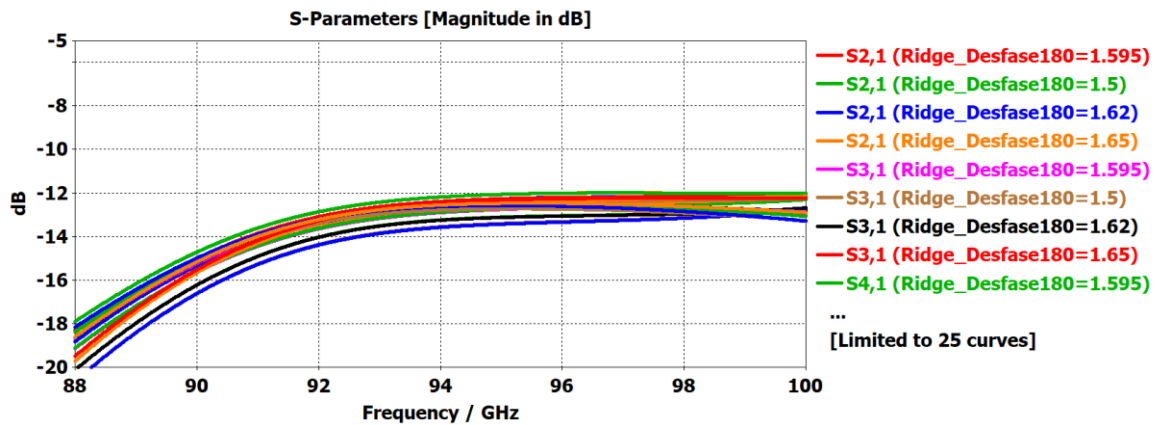


Figura 76. Coeficiente de transmisión Sn1 del nivel superior.

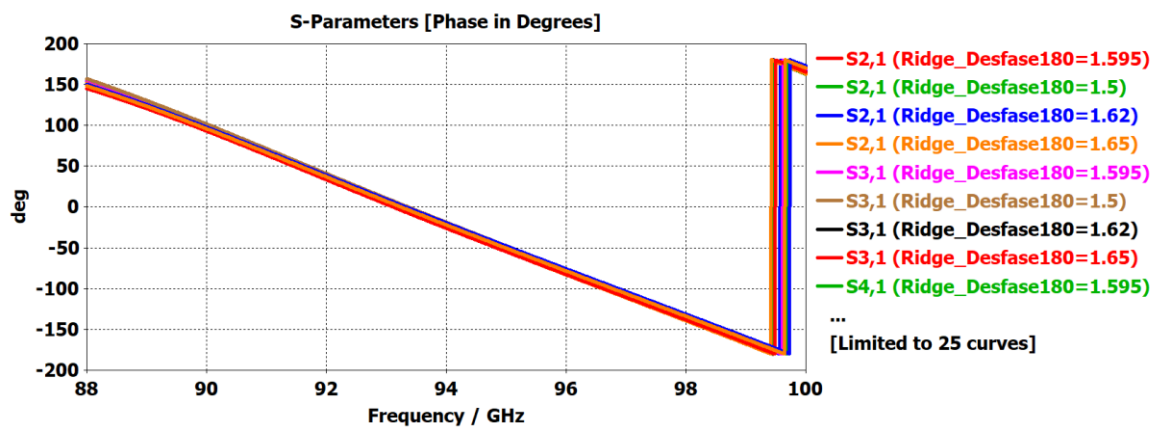


Figura 77. Desfase en grados entre las puertas Sn1 del nivel superior.

Así mismo, se hizo otra comprobación del reparto a un submódulo cambiando el puerto 1 a la entrada de una apertura del nivel superior, según se muestra en la figura 78.

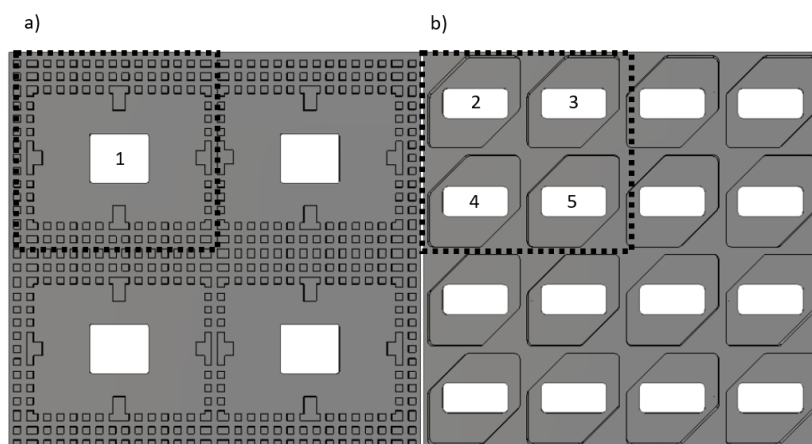


Figura 78. Diseño comprobación reparto. a) Nivel Superior, b) Cavidades Radiantes.

En los resultados obtenidos, se observa que el reparto de amplitud (figura 79) y de fase (figura 80) son muy buenos, sin casi pérdidas y sin desfase entre los puertos.

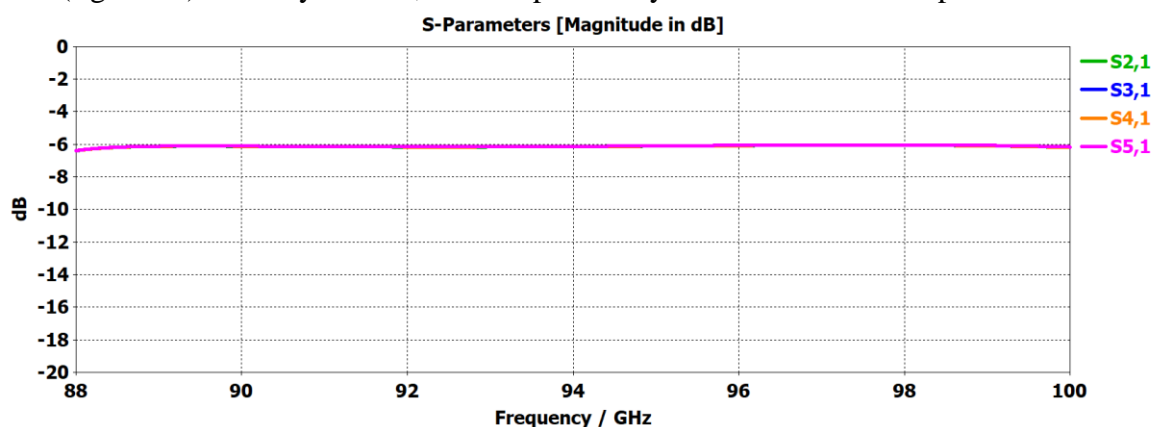


Figura 79. Coeficiente de transmisión Sn1 del nivel superior.

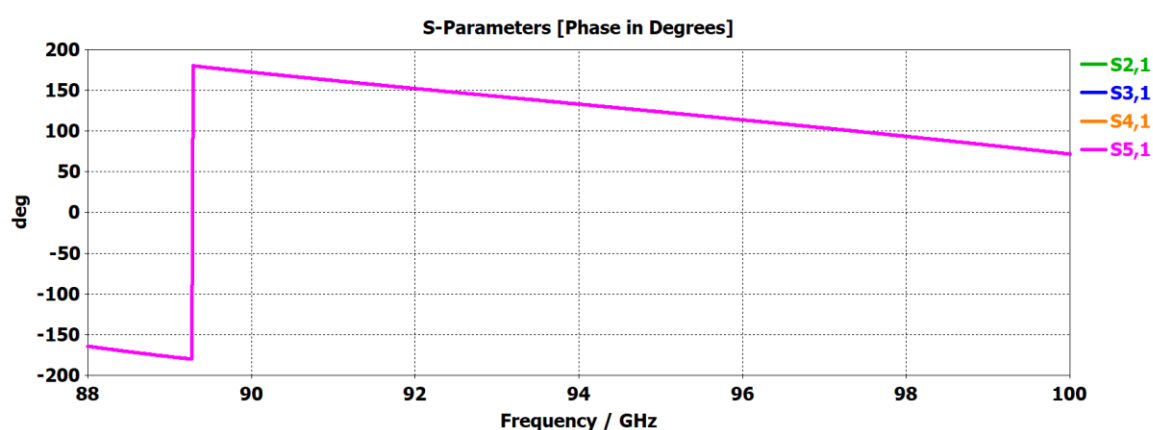


Figura 80. Desfase en grados entre las puertas Sn1 del nivel superior.

Una vez se observa que este diseño reparte de manera óptima la amplitud y la fase a los distintos elementos, se simula el diseño con las cavidades radiantes. La adaptación resultante (Figura 81), muestra que se ha obtenido un 4.2% de ancho de banda a -10 dB, un 2.2 % a -15 dB y un 1.2 % a -20 dB.

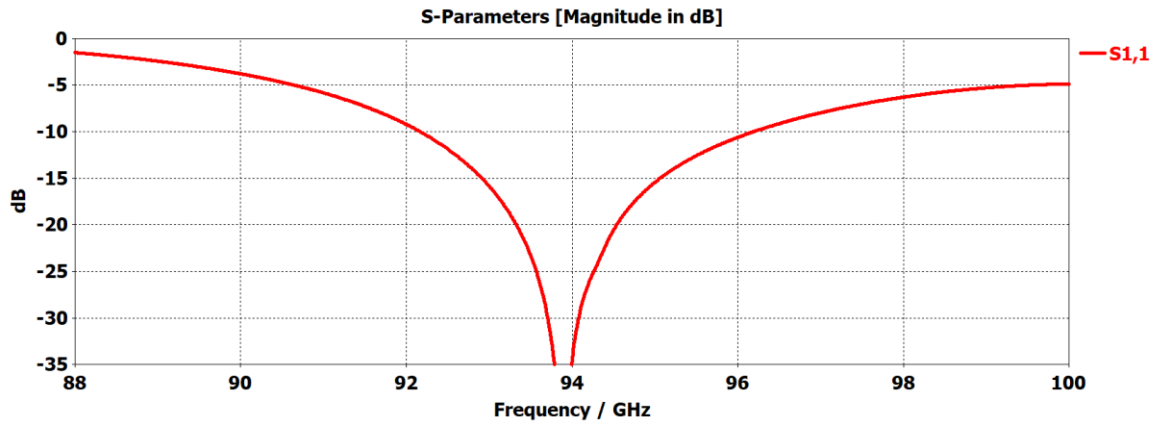


Figura 81. Coeficiente de adaptación S11 del nivel superior.

Se observa en la figura 82, los diagramas de radiación en los distintos planos, mostrándose que en el plano $\phi=90$, el lóbulo secundario derecho es un poco inferior que los demás, y que, en los dos planos, el resto de los lóbulos tienen idéntica forma. La ganancia realizada obtenida en el lóbulo principal y a la frecuencia de trabajo ha sido de 21.5 dB con un SLL de -12.8 dB.

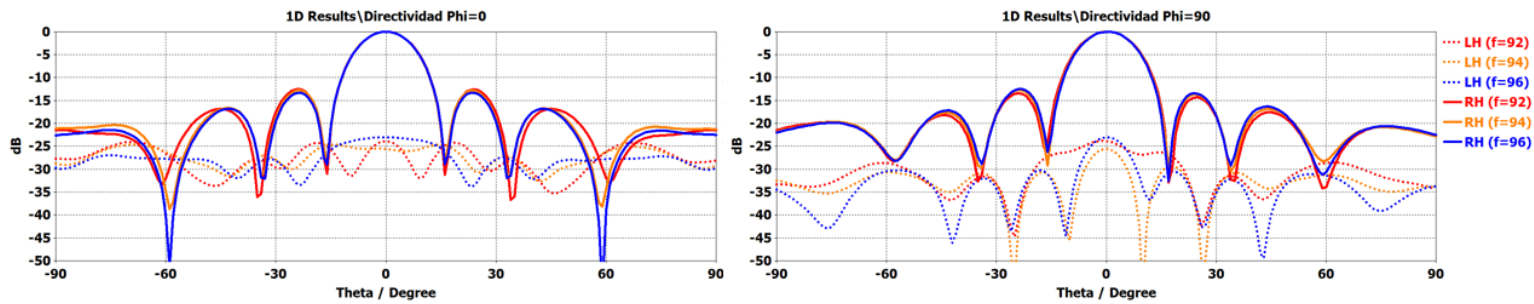


Figura 82. Diagramas de radiación para ambos planos del nivel superior.

En la figura 83, se muestra la relación axial, y se observa que en toda la banda está por debajo de -3dB.

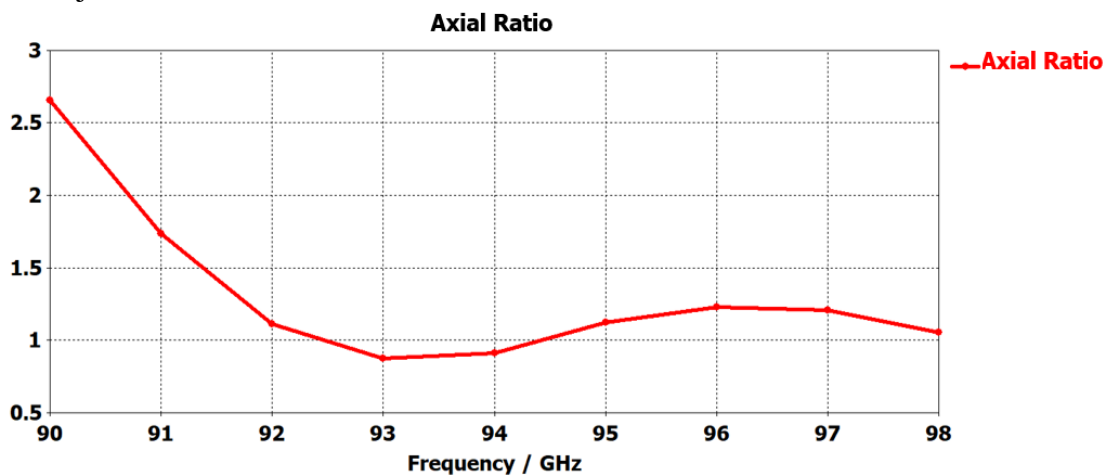


Figura 83. Relación Axial del nivel superior.

4.2 Sección 4x8

Una vez se ha obtenido el módulo de 4x4 adaptado, se procede a montar el resto de la antena. Antes de pasar al *array* de 8x8, se realiza una simulación de la subred 4x8 (Figura 84) para observar el comportamiento de este con el nuevo divisor T implementado.

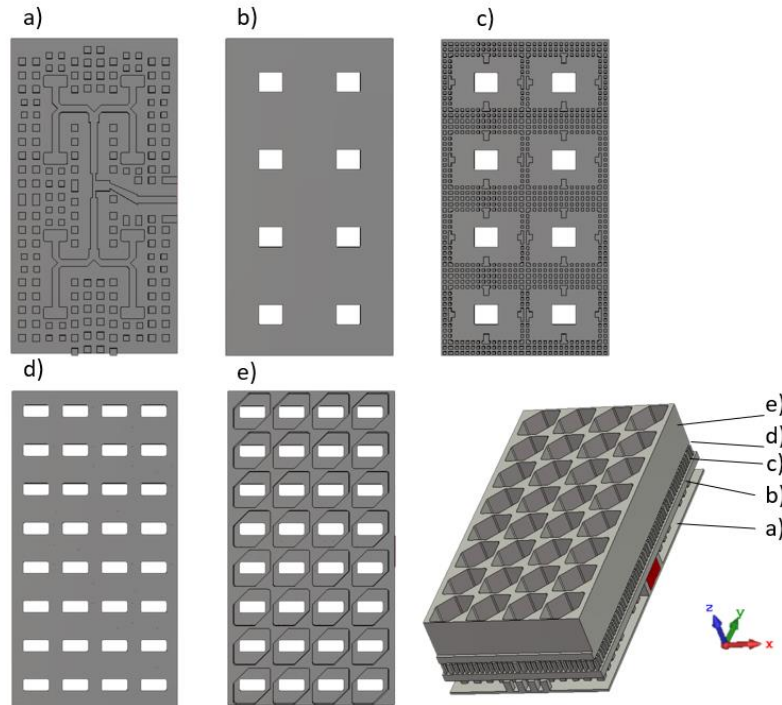


Figura 84. Vista de las capas del de la sección 4x8. a) Red de alimentación con RGW; b) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia con tecnología gap; d) Aperturas de excitación; e) Cavidades radiantes.

En el diseño de la figura 84.a, se puede observar que el divisor T que une los dos módulos está torcida, esto es debido a que se quiere obtener que todos los elementos estén en fase y para mantener la misma longitud a cada lado, se procede a torcer o doblar la pista.

En la figura 85, se puede observar la adaptación de esta subred, se muestra que la T torcida introduce una pequeña variación en la adaptación en comparación con el resultado del módulo 4x4.

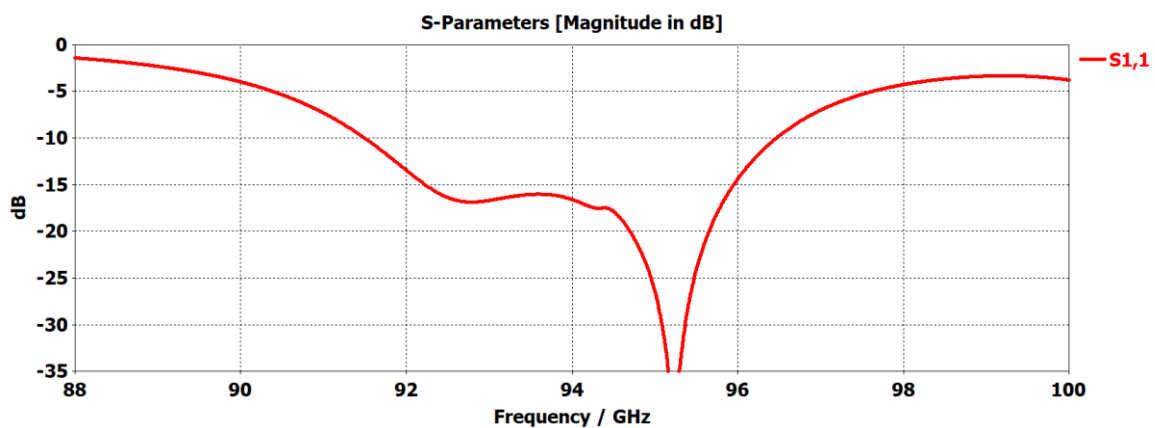


Figura 85. Coeficiente de adaptación S11 de la subred 4x8.

En cuanto a la radiación, observa en la figura 86, que el plano $\phi=90$ tiene un nivel de SLL más bajo que el plano de $\phi=0$, esto es debido a que se ha aumentado el número de elementos en ese plano, y tal y como se explicó en el punto 2.7 acerca de las agrupaciones de antenas, se modifica la forma del lóbulo principal y de los secundarios. La ganancia realizada obtenida en el lóbulo principal y a la frecuencia de trabajo ha sido de 24.5 dB con un SLL de -11.8 dB.

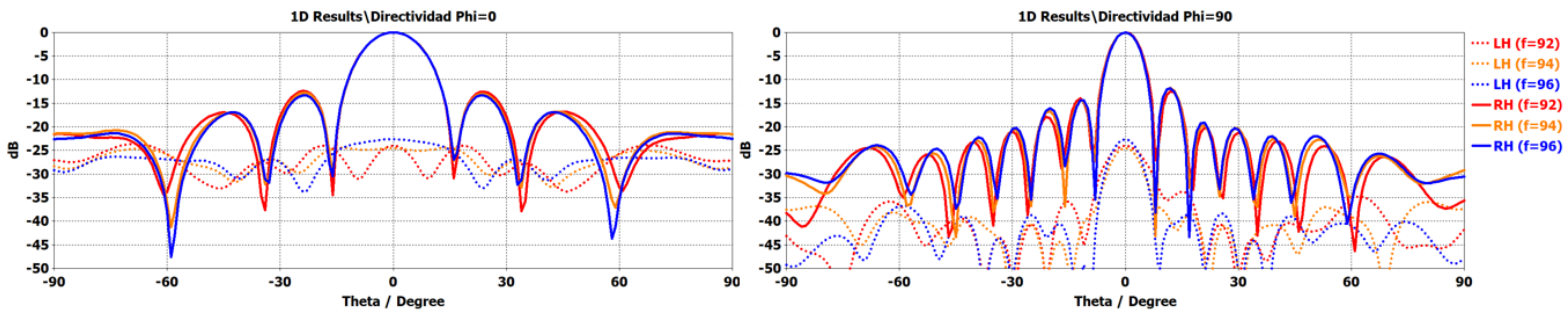


Figura 86. Diagramas de radiación la subred 4x8. a) Plano $\phi=0$; b) Plano $\phi=90$.

En la figura 87, se muestra la relación axial, y se observa que en toda la banda está por debajo de -3dB.

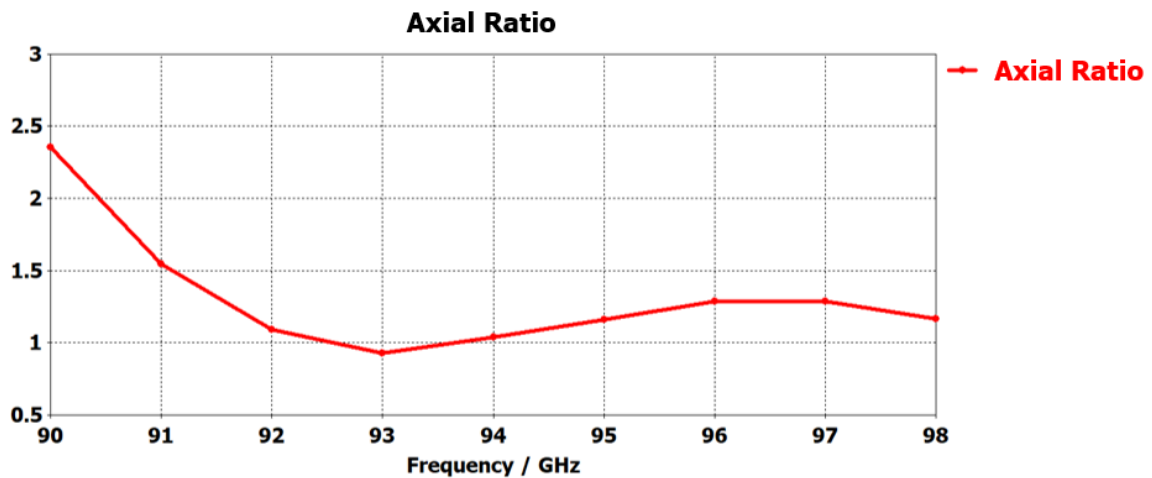


Figura 87. Relación Axial de la subred 4x8.

4.3 Antena 8x8

Para completar el diseño de la antena, hay que juntar dos secciones 4x8 para obtener la antena completa, para ello se utiliza el diseño de la transición del apartado 3.2.2.5. De esta manera se introduce la transición de la guía estándar WR10 a nuestro diseño de red, el diseño se muestra en la figura 88.

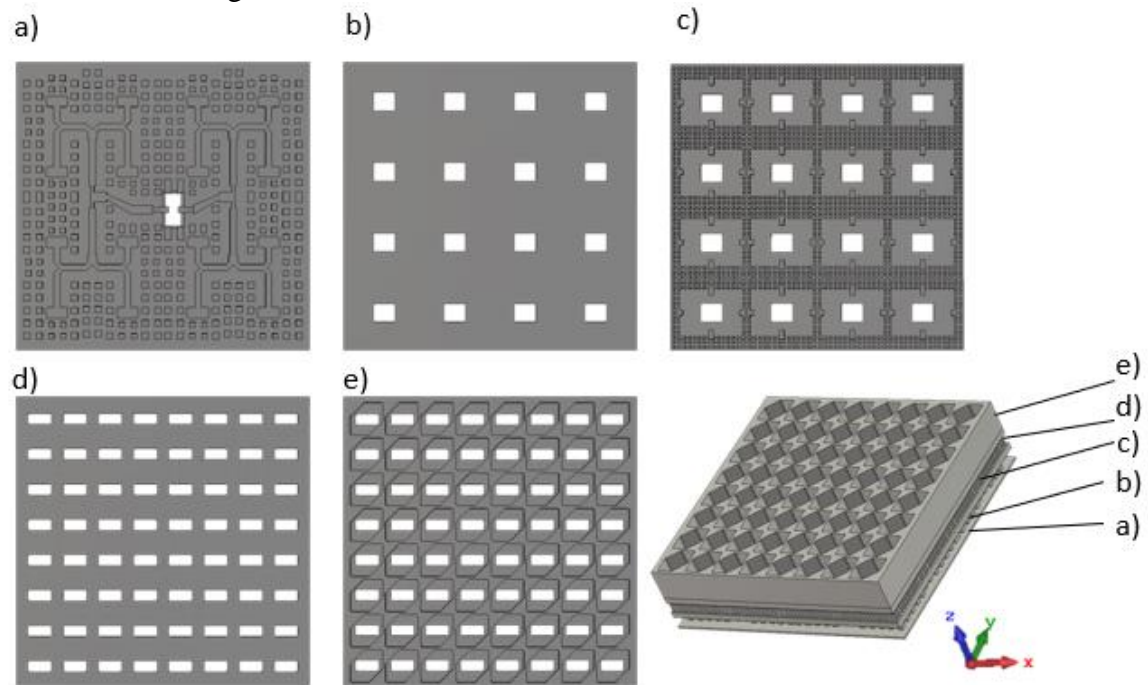


Figura 88. Vista de las capas del de la antena 8x8. a) Red de alimentación con RGW; b) Aperturas de acoplos; d) Divisor a 4 de potencia con tecnología gap; d) Aperturas de excitación; e) Cavidades radiantes.

Se observa también que se ha introducido el desfase citado en el apartado de la transición para corregir los 180 grados que introduce, desplazándola en longitud hacia una de las subredes.

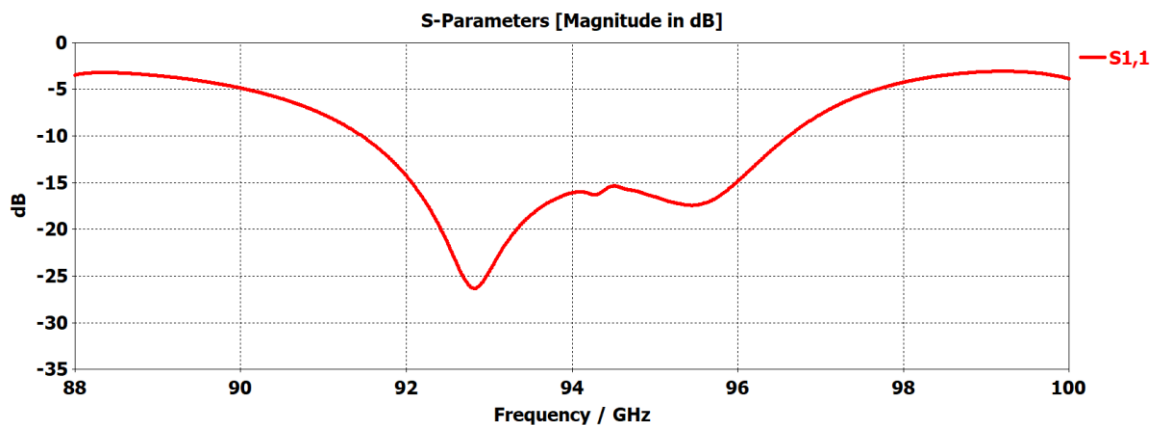


Figura 89. Coeficiente de adaptación S11 de la antena.

En la figura 89, se puede observar la adaptación de la antena diseñada, se ha obtenido una adaptación con un 5.45% de ancho de banda a -10 dB, un 4.17 % de ancho de banda a -15 dB, y un 0.9 % a -20 dB.

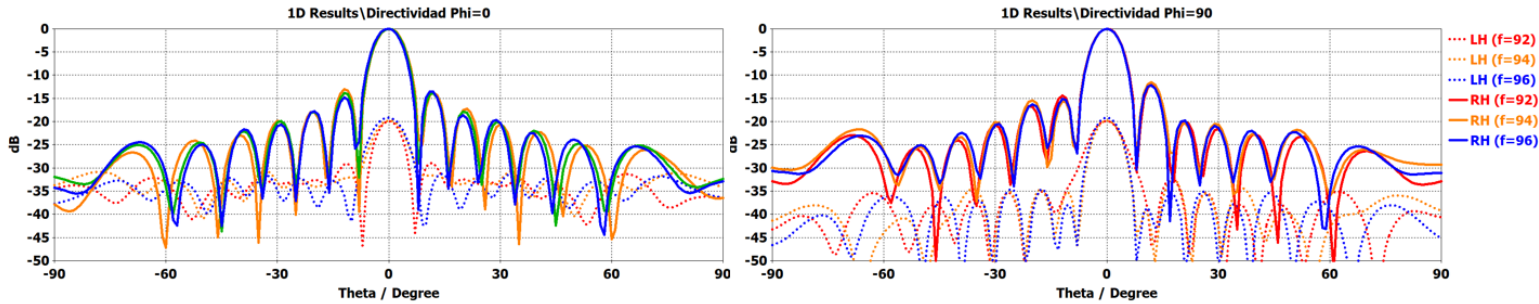


Figura 90. Diagramas de radiación.

En cuanto a la radiación obtenida (Figura 90), se han obtenido unos lóbulos simétricos en el plano $\phi=0$, mientras que en el plano $\phi=90$ los lóbulos presentan una asimetría. Los resultados de ganancias se muestran en la tabla 5 para el plano $\phi=0$ y en la tabla 6 para el plano $\phi=90$.

Frecuencia	Ganancia Realizada (dBi)	Ancho a 3 dB (grados)	SLL (dB)
f= 90 GHz	25.6	7.5	-13.1
f= 92 GHz	27.3	7.2	-13.1
f= 94 GHz	27.4	7.2	-13.8
f= 96 GHz	27.6	7.1	-13.5
f= 98 GHz	25.8	7	-13.9

Tabla 5. Resultados de radiación plano $\phi=0$.

Frecuencia	Ganancia Realizada (dBi)	Ancho a 3 dB (grados)	SLL (dB)
f= 90 GHz	25.6	7.6	-12.8
f= 92 GHz	27.3	7.3	-12
f= 94 GHz	27.4	7.1	-11.5
f= 96 GHz	27.6	7.1	-12.2
f= 98 GHz	25.8	7.1	-12.9

Tabla 6. Resultados de radiación plano $\phi=90$.

En la figura 91, se muestra la relación axial, y se observa que en toda la banda está por debajo de -3dB.

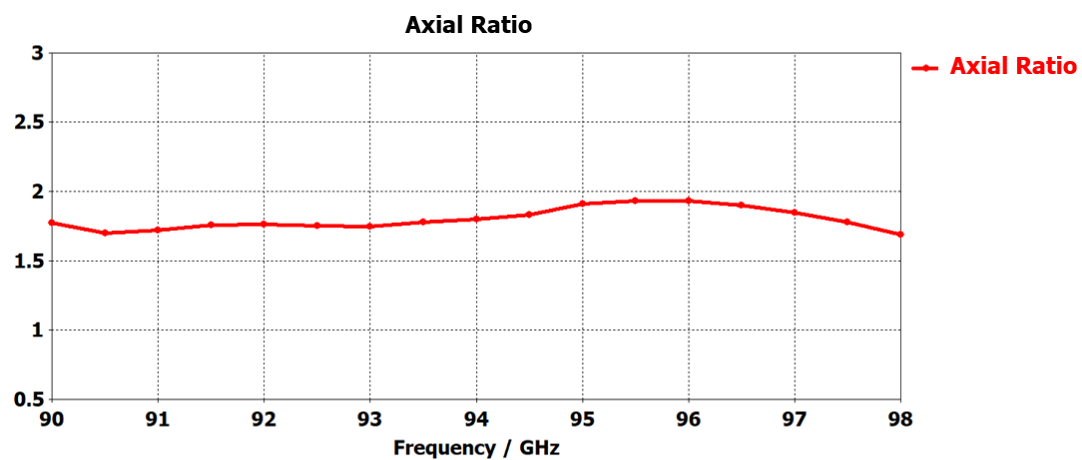


Figura 91.Relación axial de la antena.

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este TFM se ha realizado un diseño de una red de alimentación con tecnología *gap waveguide* para una antena ya diseñada. Esta antena está formada por un array de 8x8 cavidades radiantes con polarización circular a derechas y una red corporativa con tecnología RGW. Este diseño es para una antena de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de basura espacial a 94 GHz.

En este trabajo se han visto varios diseños de pines capaces de contener la onda en la banda de trabajo de la antena, según se ha visto en la banda prohibida de cada uno. Estos pines se han utilizado para realizar una comparativa entre la guía de onda convencional y la tecnología RGW.

Para el diseño del conjunto de la antena 8x8, esta se ha dividido en módulos 4x4. Estos módulos constaban de varias capas: La primera capa es la red de alimentación con tecnología RGW, esta capa está formada por la transición a la guía estándar convencional WR10, por los divisores de potencia en RGW y los acopladores. La siguiente capa, la forman las aperturas para los acoplos. La tercera capa es el nivel de red de alimentación superior, esta capa posee unos pines más pequeños debido a la separación de elementos existente, y a su vez sirve como divisor de potencia a 4. Las dos últimas capas son las aperturas de excitación y las cavidades radiantes.

Se ha observado que la señal se reparte equitativamente en amplitud y fase a los elementos radiantes de la red, la adaptación obtenida ha sido un 5.45% de ancho de banda a -10 dB y un 4.17 % de ancho de banda a -15 dB, y la ganancia realizada a la frecuencia de trabajo ha sido de 27.4 dBi a ambos planos de la antena.

Según se ha visto en este trabajo, se observa que la tecnología en *ridge waveguide*, presenta unas ventajas respecto a trabajar en una guía de onda convencional, esto es, por ejemplo, la realización de diseños con dimensiones más reducidas o la obtención de más ancho de banda monomodo en la tecnología RW.

En cuanto la tecnología *gap*, esta se presenta como una solución a los posibles fallos de fabricación y transporte que se puedan realizar en este tipo de antenas, donde se busca una fiabilidad alta para su buen funcionamiento. Se observa en este trabajo que el diseño de antenas con esta tecnología es posible, siempre y cuando la fabricación lo permita. En el caso de este diseño, la fabricación de la capa superior sería muy complicada debido a que los pines tienen 0.2mm de espesor y la separación entre uno y otro es de 0.18 mm. A parte de que sería muy difícil fabricarla y encontrar a una empresa que lo fabrique con tanta precisión, el precio de esta sería muy elevado. Por lo que este diseño sería viable para frecuencias menores a la de este diseño, ya que el precio competiría con el diseño de una guía convencional y además se tendrían en cuenta los detalles especificados antes con la tecnología RGW.

5.2 Trabajo futuro

Para continuar la línea de investigación la cual trabaja este TFM se propone lo siguiente:

- Estudiar la posibilidad de construcción de la antena con distintas técnicas de fabricación como por ejemplo por *diffusion bonding* , impresión en 3D en metal, plástico bañado en pintura metalizada... y, estudiar su viabilidad económica.
- Proceder a modificar y cambiar el elemento radiante, comprobar cómo afectaría a la radiación y a la adaptación del elemento radiante además de las aperturas excitantes.
- Realizar una antena de 16x16 con esta tecnología siguiendo el diseño de [20].
- Introducir elementos de reconfiguración del diagrama de radiación de la antena para poder desapuntar el lóbulo principal de la antena, como pueden ser los tornillos de sintonía para modificar la alimentación del *array*.
- Utilizar otra disposición de la *ridge*, en este trabajo se ha utilizado una red con *ridge* simple, se propone un diseño con *ridge* doble o con una GGW con polarización horizontal.
- Utilizar otro tipo de pines, ya sean cilíndricos y/o piramidales.

Referencias

- [1] Space Debris Radar- Radar para detección de basura espacial (2019). Ref. S2013/ICE3000 SPADERadar-CM. URL: <http://spaderadar-cm.com/en/the-project/>.
- [2] European Space Agency. Recuperado de https://www.esa.int/Enabling_Support/Preparing_for_the_Future/Discovery_and_Preparation/Space_smash_simulating_when_satellites_collide
- [3] Z. Ren, J. Wei, D. Hasan, B. Dong, G. Zhou and C. Lee, "Nanoplasmonics Enhanced Broadband Ultra Sensitive Mid IR Sensor Array Integrated with Microfluidics," 2019 20th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors XXXIII (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXXIII), Berlin, Germany, 2019, pp. 645-648. doi: 10.1109/TRANSDUCERS.2019.8808524.
- [4] H. Essen, W. Johannes, S. Stanko, R. Sommer, A. Wahlen and J. Wilcke, "High resolution W band UAV SAR," 2012 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Munich, 2012, pp. 5033-5036. doi: 10.1109/IGARSS.2012.6352480.
- [5] Per-Simon Kildal (2008). "Waveguides and transmission lines in gaps between parallel conducting surfaces". European patent application EP08159791.6..
- [6] "IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands," in IEEE Std 521-1984, vol., no., pp.1-8, 30 Nov. 1984
- [7] J.A. Ruiz-Cruz. "I.2.1. Ondas de potencia y matriz de parámetros S", Dispositivos de Radiocomunicaciones. M.U Ingeniería de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2019.
- [8] J. L. Masa-Campos, "Tema 4. Agrupaciones antenas (Arrays)", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, pp. 51-57, 2017.
- [9] J.L. Masa-Campos. "Tema 2. Conceptos básicos de antenas", Antenas y Compatibilidad Electromagnética. pp. 26, Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación (EUR-ACE®), Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, 2016.
- [10] J. L. Masa-Campos, "Tema 3.2 Antenas impresas", Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, pp. 51-57, 2017.
- [11] E. García-Marín: "Diseño de array de parches 2D alimentado por red corporativa en tecnología mixta de líneas microstrip y SIW", Trabajo de Fin de Máster, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, Febrero 2016.
- [12] A.J. Martín-Trueba: "Phase array de antenas impresas con varactores en banda Ku ", Trabajo de Fin de Grado, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, Jun 2018.
- [13] D. M. Pozar. (2011). Microwave Engineering, 4th Edition. John Wiley & Sons, pp 15-25.
- [14] S. B. Cohn, "Properties of Ridge Wave Guide," in Proceedings of the IRE, vol. 35, no. 8, pp. 783-788, Aug. 1947, doi: 10.1109/JRPROC.1947.226277.
- [15] A. Álvarez-Pérez: "Redes de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para antenas planas de bajas pérdidas", Trabajo de Fin de Grado, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, Jun 2020.
- [16] Helszajn, J. (2000). "Ridge Waveguides and Passive Microwave Components". The Institution of Electrical Engineers, pp 47-73

- [17] W. J. R. Hoefer and M. N. Burton, "Closed-Form Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 12, pp. 2190-2194, Dec. 1982, doi: 10.1109/TMTT.1982.1131406.
- [18] P. Kildal, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 10, pp. 1537-1544, Oct. 1990, doi: 10.1109/8.59765.
- [19] P. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 28-32.
- [20] E. Garcia-Marin, J. L. Masa-Campos and P. Sanchez-Olivares, "Diffusion Bonding Manufacturing of High Gain W-Band Antennas for 5G Applications," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 21-27, July 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700986.
- [21] E. Rajo-Iglesias and P. -. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 3, pp. 282-289, 21 Feb. 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0073.
- [22] H. Raza, J. Yang, P. S. Kildal and E. Alfonso, "Resemblance between gap waveguides and hollow waveguides," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 15, pp. 1221-1227, December 10 2013.
- [23] S. I. Shams and A. A. Kishk, "Wide band power divider based on Ridge gap waveguide," 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montreal, QC, 2016, pp. 1-2, doi: 10.1109/ANTEM.2016.7550164.
- [24] A. Vosoogh, P. Kildal and V. Vassilev, "Wideband and High-Gain Corporate-Fed Gap Waveguide Slot Array Antenna With ETSI Class II Radiation Pattern in \$V\$ - Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 4, pp. 1823-1831, April 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2634282.

Glosario

AMC	<i>Arificial Magenetic Conductor</i>
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
CST	<i>Computer Simulation Technology</i>
RW	<i>Ridge Waveguide</i>
RGW	<i>Ridge Gap Waveguide</i>
GGW	<i>Groove Gap Waveguide</i>

Anexos

A CST

El programa utilizado para los diseños de este TFM ha sido CST Microwave Studio. Este programa permite el diseño y simulación electromagnética de estructuras tridimensionales para el análisis de su comportamiento a altas frecuencias. Entre los objetos más comunes del análisis se incluyen la eficiencia y rendimiento de antenas y filtros, la compatibilidad electromagnética y las interferencias (EMC/EMI), los efectos electromecánicos en distintos tipos de motores y generadores, la exposición del cuerpo humano a campos de EM y los efectos térmicos en dispositivos de alta potencia.

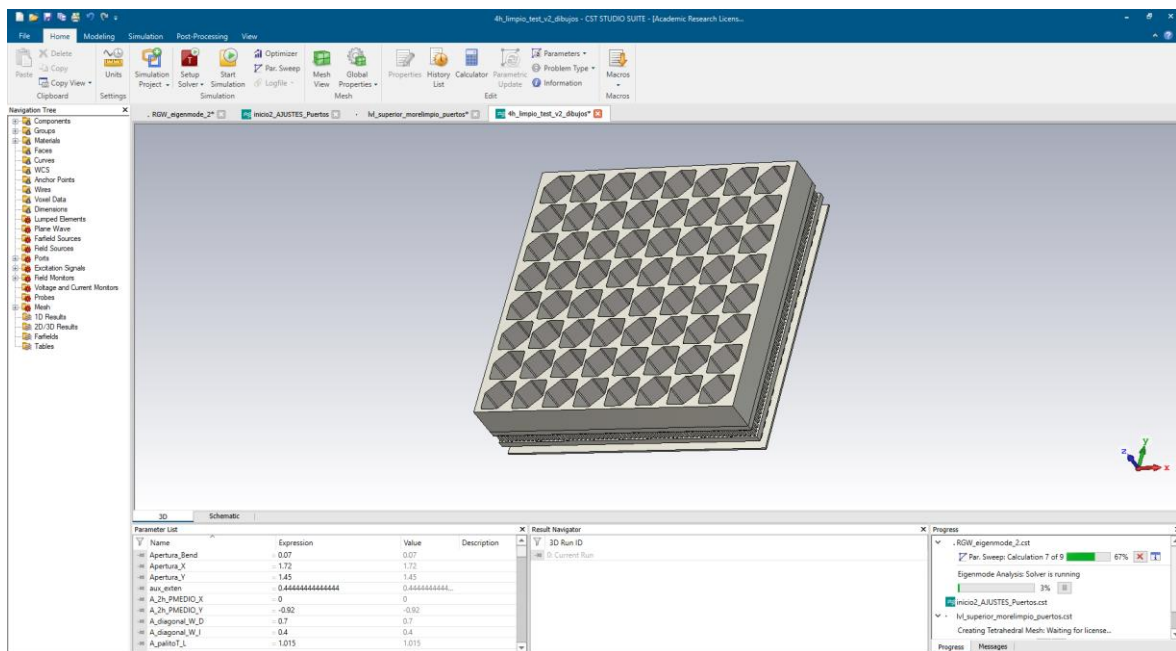


Figura 92. Interfaz CST Microwave Studio.

A.1 Eigen-mode Solver de CST Microwave Studio

Para la simulación de estructuras resonantes cerradas, se ha utilizado el *solver* “Eigen-mode Solver”, esta simulación permite analizar la distribución del campo de los modos, así como las frecuencias propias de la estructura.

En este modo de simulación, se pueden configurar condiciones de contorno periódicas para la creación del diagrama de dispersión. En este trabajo se ha utilizado para simular una cama infinita de pines y sus diagramas de dispersión a través de un único pin, como se muestra en la figura 93.

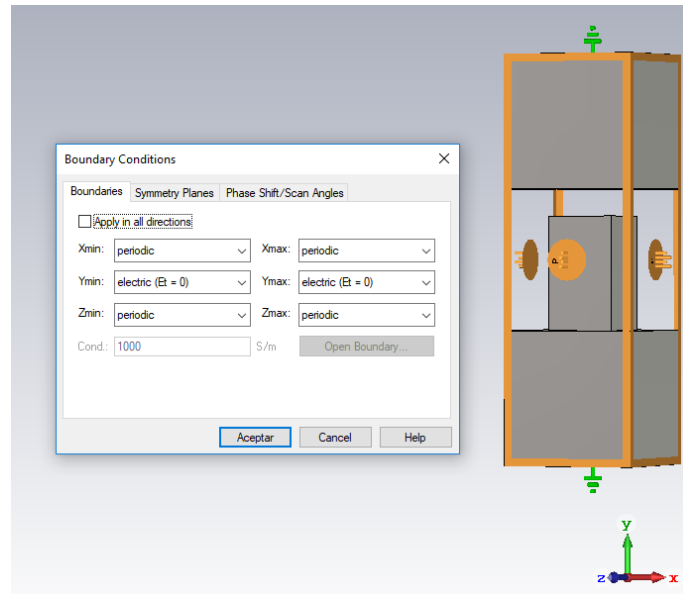
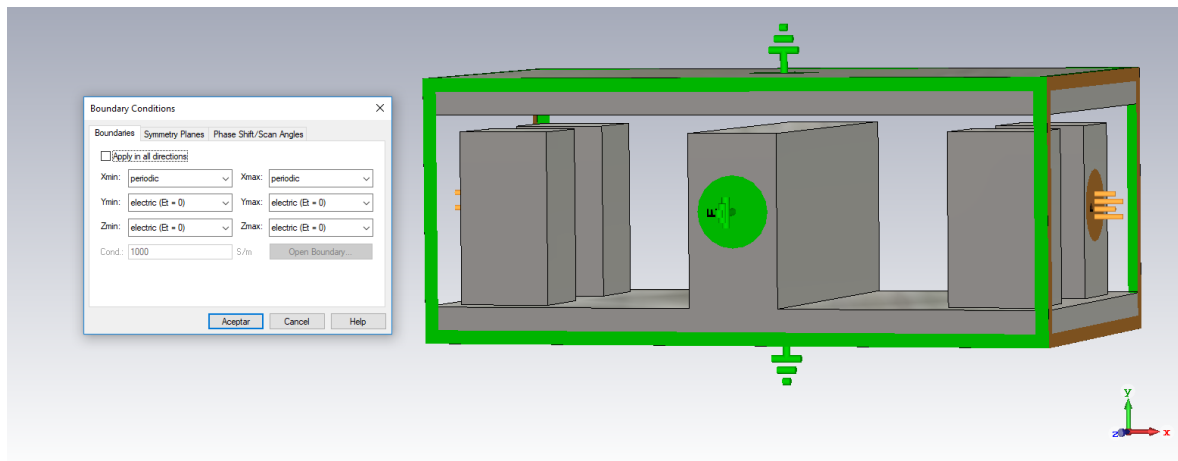


Figura 93. Configuración usada para la simulación Eigenmode en CST.

Este tipo de simulación también se ha usado para el análisis de una estructura RGW, como se muestra en la siguiente figura:



B Pines de ajuste 0.42 mm

Los pines de ajuste se han utilizado como terminaciones de la RGW donde, por problemas de espacio, no cabían los pines del nivel inferior.

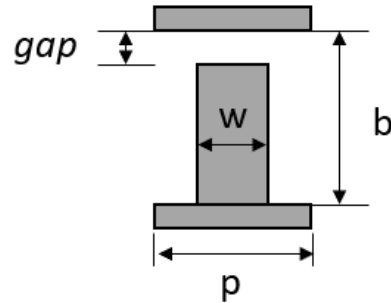


Figura 94. Diseño pin nivel inferior, $gap=0.2\text{mm}$, $w=0.42\text{mm}$, $b=1.05\text{ mm}$, $p = 0.9\text{mm}$.

Con estas dimensiones se ha obtenido una *stopband* que va desde los 61.7 GHz hasta los 126.3 GHz, tal y como se muestra en la figura 95.

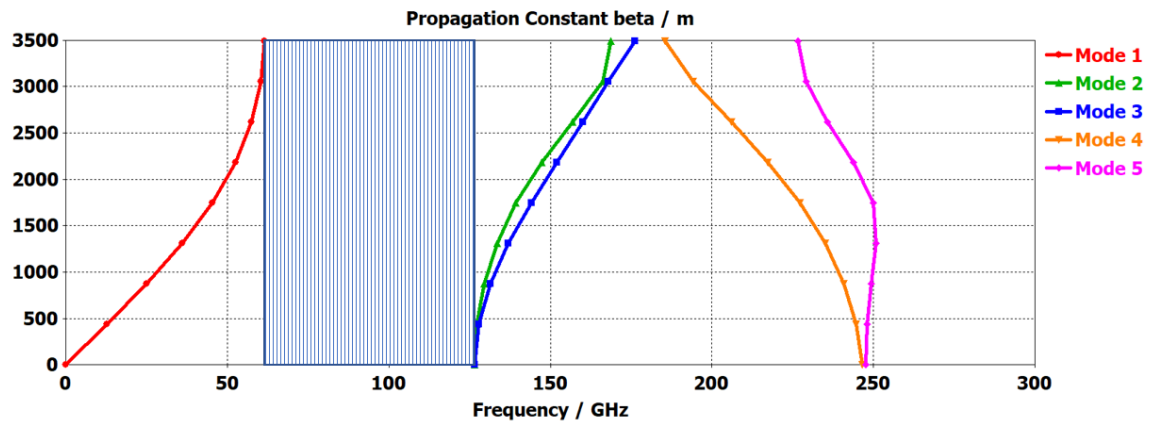


Figura 95. *Stopband* del pin del nivel inferior.

C Puertos en las simulaciones

Debido a los problemas de espacio que acarrea este diseño, no todas las simulaciones se han realizado con la misma terminación de puertos, en este apartado se muestran diferentes terminaciones de puertos y sus respectivos resultados. Para realizar estos diseños, se modificó la figura 35, la cual mostraba la RGW, y se modificó las terminaciones para analizar los resultados.

C.1 RGW con puerto guía con gap

En esta simulación se introduce el gap a la RGW, tal y como se muestra en la siguiente figura:

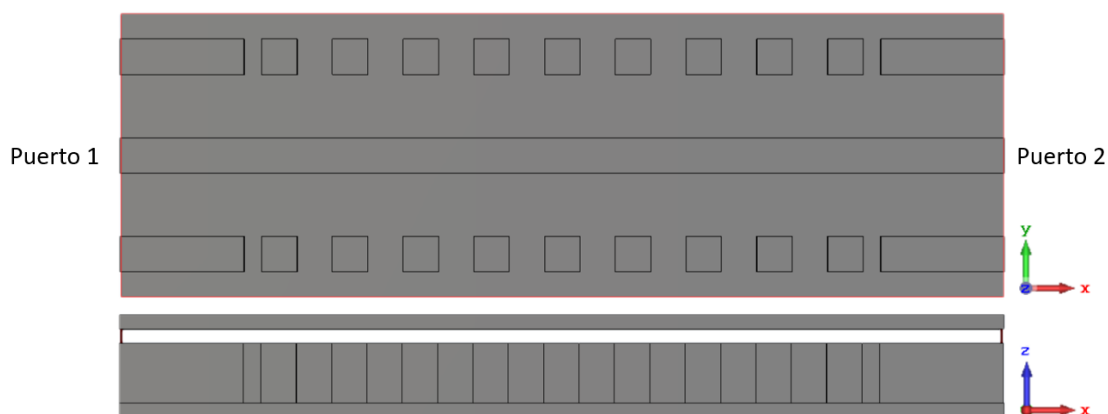


Figura 96. RGW con puerto guía con gap.

En los resultados de a continuación se observan que aumentan las pérdidas por transmisión y el coeficiente de adaptación se reduce:

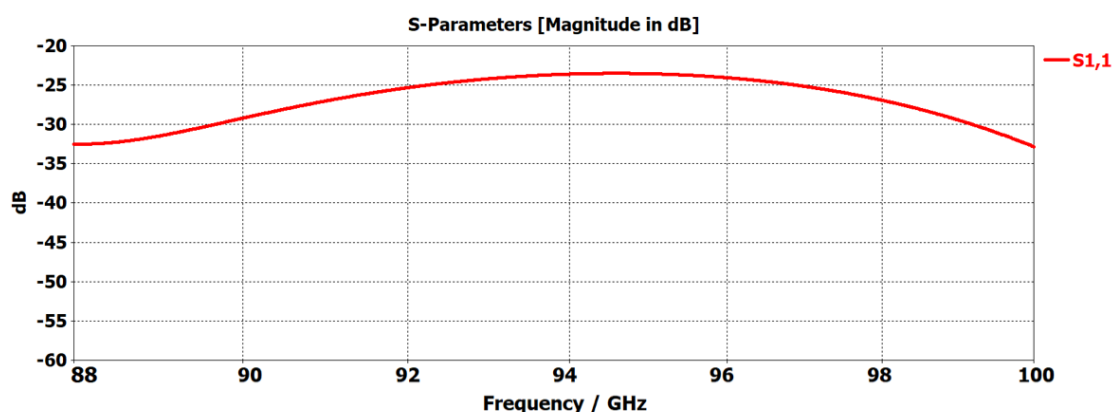


Figura 97. Coeficiente de adaptación S11 de la RGW con puerto guía con gap.

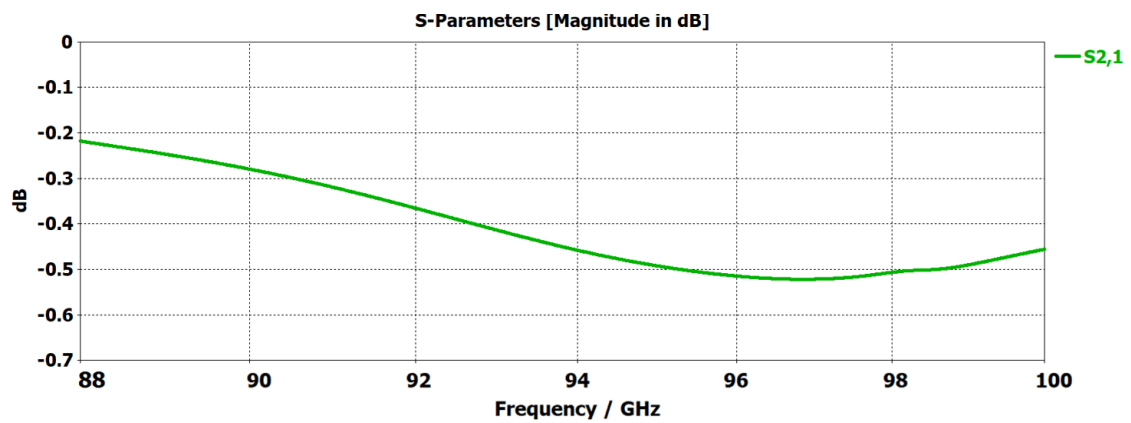


Figura 98. Coeficiente de transmisión S21 de la RGW con puerto guía con gap.

C.2 RGW con puerto pin con gap

En esta simulación se muestra un puerto acabado en pin con gap. La estructura se muestra en la siguiente figura:

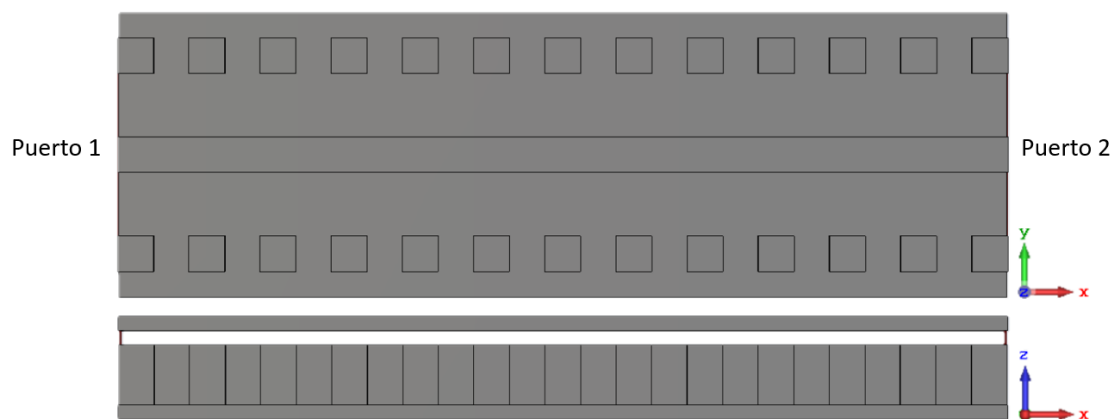


Figura 99. RGW con puerto pin con gap.

En los resultados siguientes se observan que aumentan las pérdidas por transmisión y el coeficiente de adaptación se reduce considerablemente.

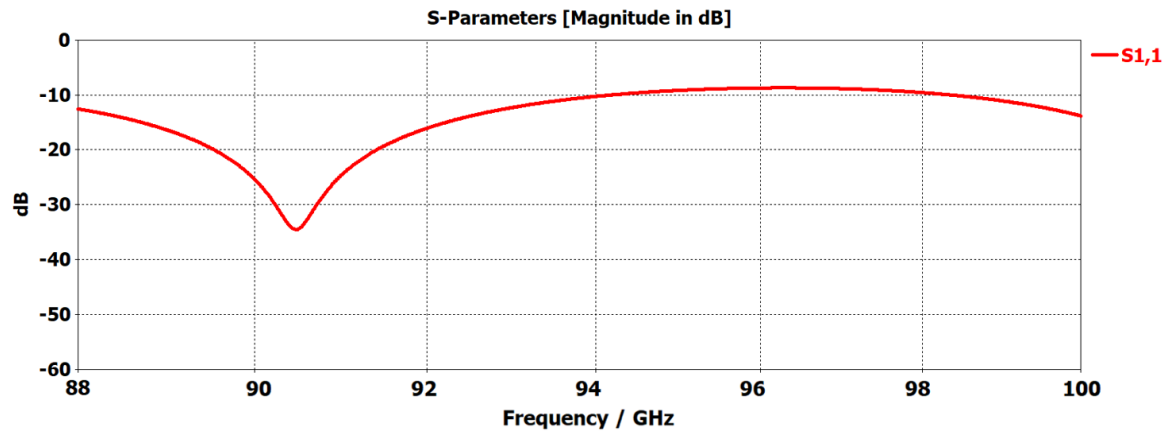


Figura 100. Coeficiente de adaptación S11 de la RGW con puerto pin con gap.

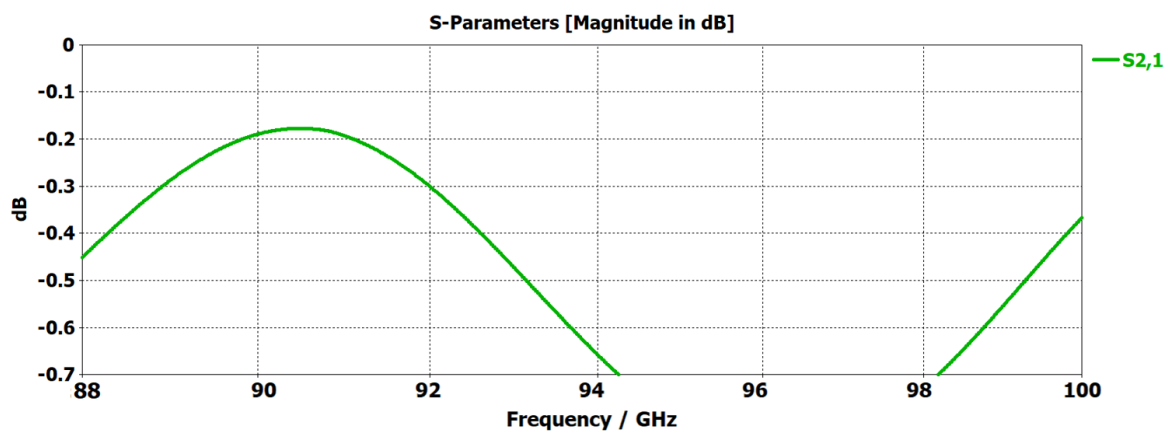


Figura 101. Coeficiente de transmisión S21 de la RGW con puerto pin con gap.

C.3 RGW con puerto pin con gap alargado

En esta simulación se procede a alargar el diseño anterior para introducir pines una vez se han introducido los puertos.

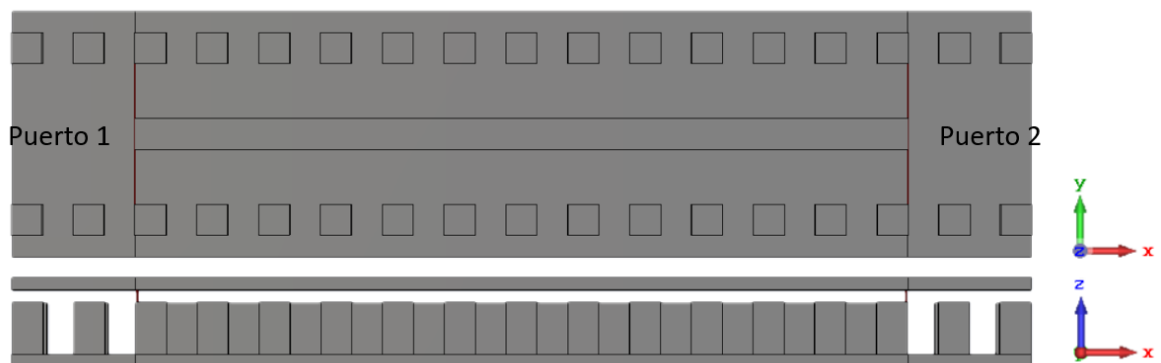


Figura 102. RGW con puerto pin con gap alargado.

En los resultados de las figuras 103 y 104 se observan que los resultados mejoran considerablemente a los otros dos diseños presentados, por lo que en el caso que se necesite poner un puerto en alguna parte de la red, se usará esta configuración.

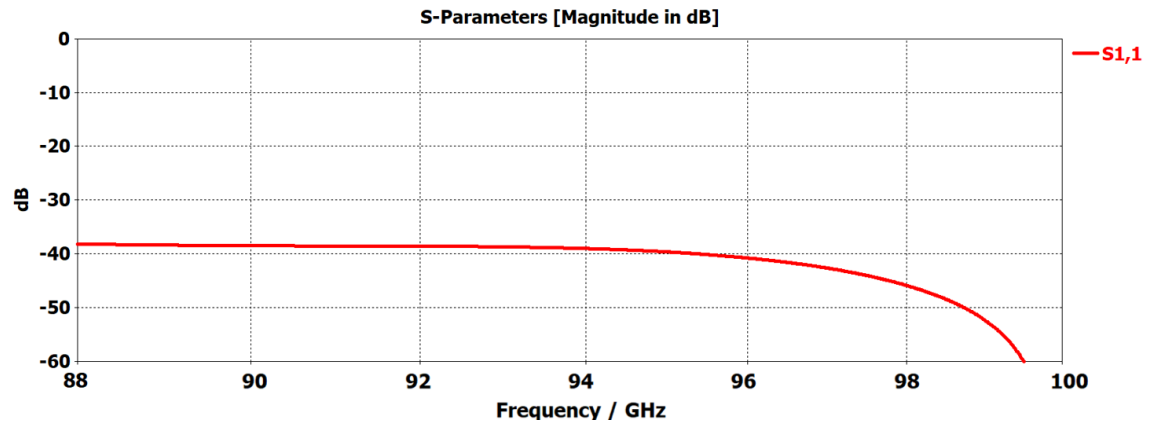


Figura 103. Coeficiente de adaptación S11 de la RGW con puerto pin con gap alargado.

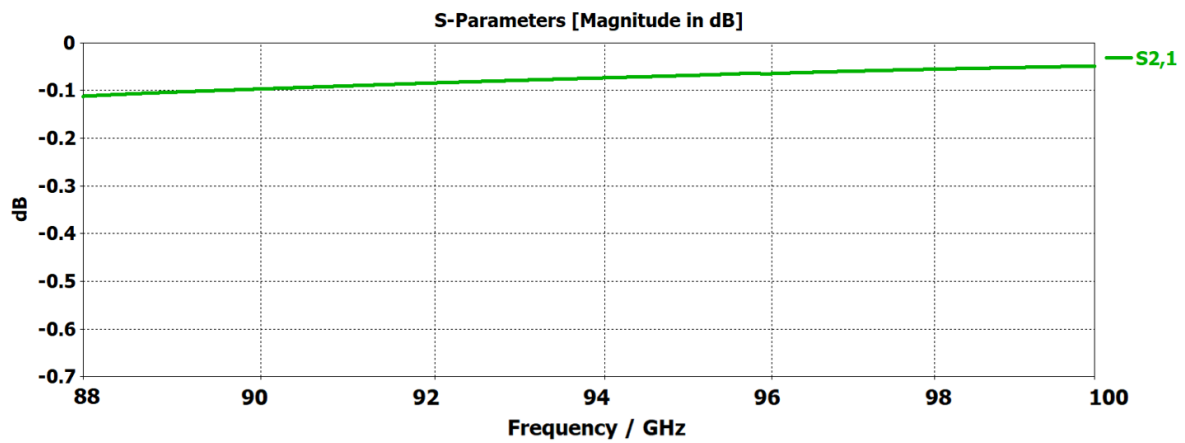


Figura 104. Coeficiente de transmisión S21 de la RGW con puerto pin con gap alargado.

D Dimensiones de la antena

En este anexo se especifican las dimensiones del nivel inferior de la antena, la capa de aperturas y el nivel superior, el resto de las dimensiones son idénticas a [20].

D.1 Dimensiones de la red de alimentación inferior

Las dimensiones del nivel inferior se han dividido en dos zonas, una zona es la parte de la transición y del primer divisor en T, y la otra zona es la del divisor en H:

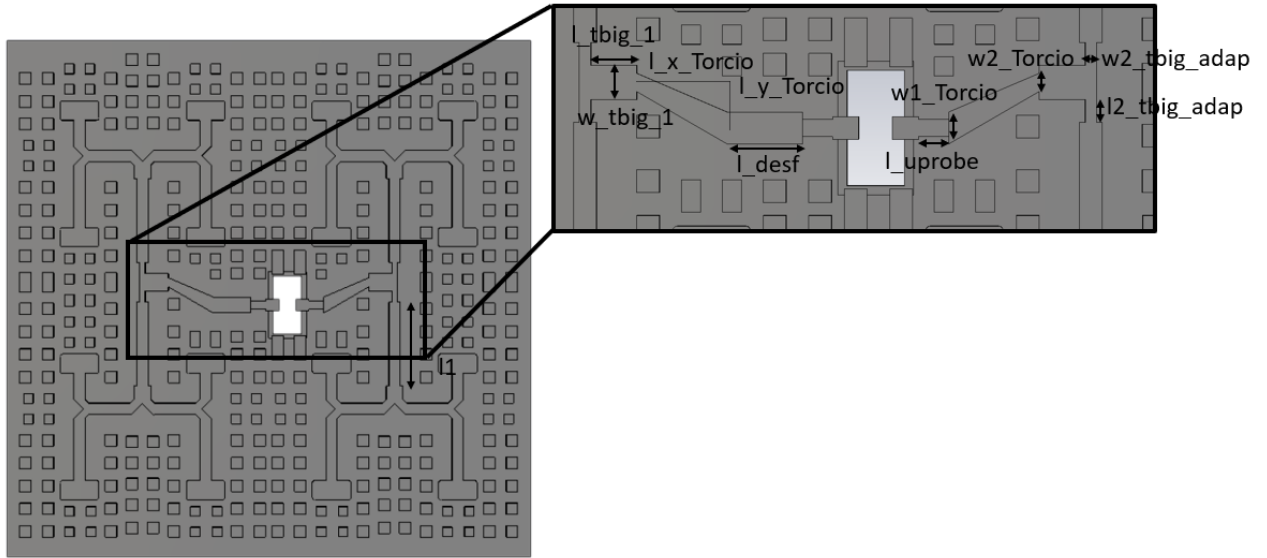


Figura 105. Dimensiones del nivel inferior, zona transición.

Variable	Dimensión [mm]	Variable	Dimensión [mm]
l_1	3.685	l2_tbig_adap	0.5
l_tbig_1	1.015	w2_Torcio	0.4
l_desf	1.6525	w2_tbig_adap	0.25
l_uprobe	0.661875	w1_Torcio	0.7
l_x_Torcio	1.985	w_tbig_1	0.75
l_y_Torcio	0.975		

Tabla 7. Dimensiones nivel inferior, zona transición.

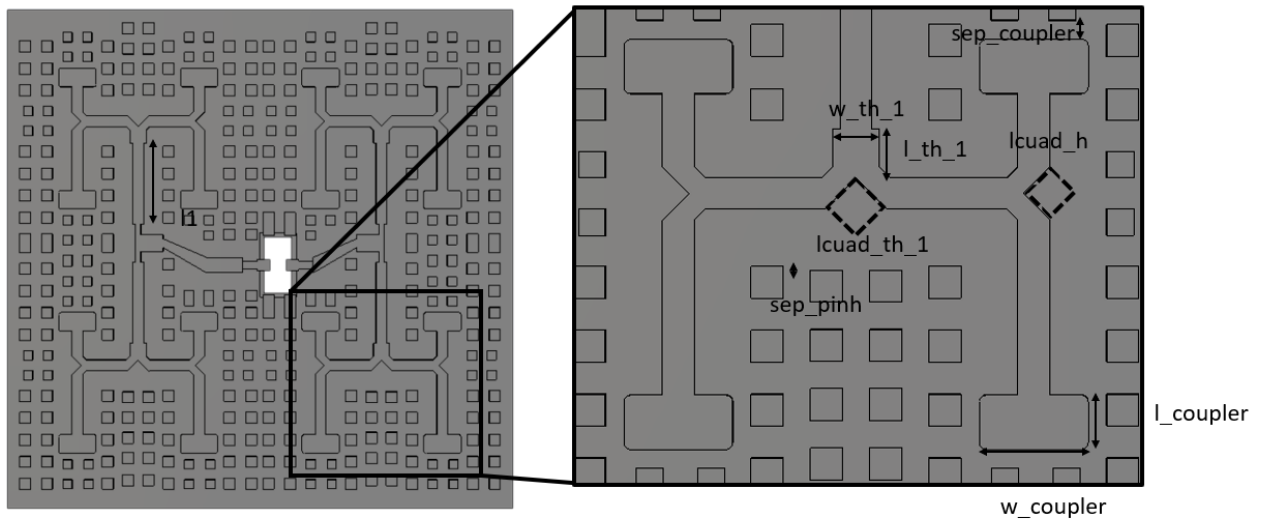


Figura 106. Dimensiones del nivel inferior, zona divisor H.

El *bend* (herramienta del CST para evitar los picos) utilizado ha sido de 0.175 mm para los divisores y 0.1 mm para el acoplador.

Variable	Dimensión [mm]	Variable	Dimensión [mm]
l_coupler	1.7	sep_coupler	0.3
lcuad_h	0.59	sep_pinh	0.06
lcuad_th_1	0.69	w_coupler	0.85
l_th_1	0.75	w_th_1	0.73

Tabla 8. Dimensiones nivel inferior, zona divisor H.

D.2 Dimensiones apertura de acoplos

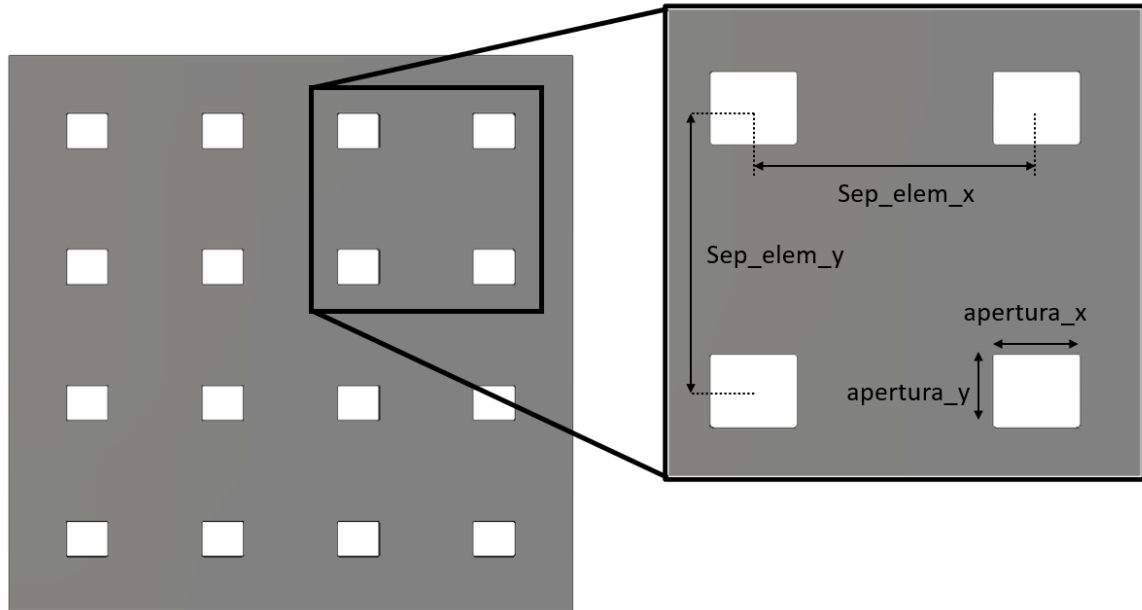


Figura 107. Dimensiones de las aperturas de acoplos.

El *bend* (herramienta del CST para evitar los picos) utilizado en las aperturas ha sido de 0.1 mm.

Variable	Dimensión [mm]	Variable	Dimensión [mm]
apertura_x	1.72	Sep_elem_x	5.56
apertura_y	1.45	Sep_elem_y	5.56

Tabla 9. Dimensiones nivel inferior, zona divisor H.

D.3 Dimensiones nivel superior

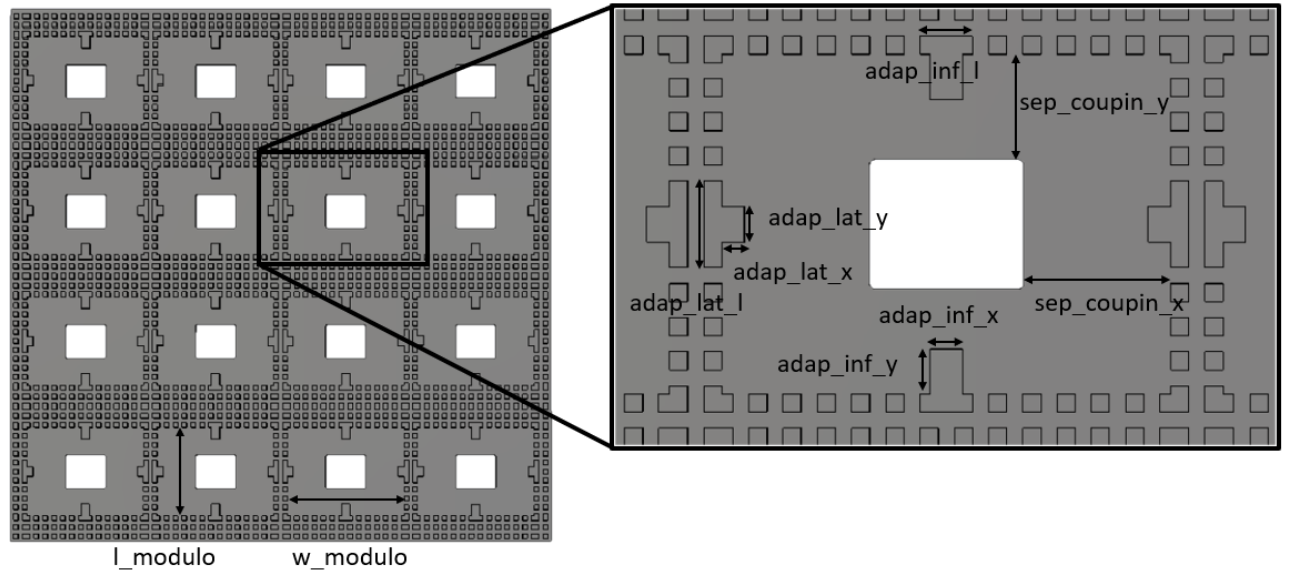


Figura 108. Dimensiones nivel superior.

Variable	Dimensión [mm]	Variable	Dimensión [mm]
adap_inf_l	0.58	adap_lat_y	0.4
adap_inf_x	0.36	l_modulo	3.78
adap_inf_y	0.5	sep_coupin_x	1.63
adap_lat_l	0.96	sep_coupin_y	1.165
adap_lat_x	0.25d	w_modulo	4.98

Tabla 10. Dimensiones del nivel superior.